

بهبود پردازش و افزایش دقت استخراج برد در یک رادار FM/CW

محسن میوه‌چی^۱، دانشیار؛ هاجر کشاورز^۲، دانشجوی کارشناسی ارشد

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران - mivehchy@eng.ui.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه اصفهان - اصفهان - ایران - h.keshavarz@eng.ui.ac.ir

چکیده: رادارهای اولیه جستجوگر ارتفاع پست از نوع موج پیوسته بوده و در ساده‌ترین حالت از مدولاسیون دندان‌اره‌ای در یک اسکن و بدون مدولاسیون در اسکن بعدی استفاده می‌شده است. با تعیین فرکانس سیگنال بازگشتی در دو اسکن متوالی، برد و سرعت شعاعی هدف می‌تواند استخراج شود. لزوم دو اسکن متوالی برای تعیین برد از مشکلات اصلی این روش است. به منظور استخراج همزمان برد و سرعت شعاعی در طی یک بار رؤیت هدف، شکل موج مدوله‌کننده به مثلی تغییر یافته و همزمان به منظور جبران پخش‌شدگی طیف در اثر نمونه‌برداری و همچنین برای هموار نمودن طیف سیگنال بازگشتی، دو پیش‌پردازش ارائه شده است؛ که در تعیین دقیق‌تر مؤلفه‌های ناشی از هدف در شرایط سیگنال به نویز کوچک، تأثیر به‌سزایی دارد. همچنین به منظور تعیین دقیق‌تر زوج مؤلفه‌های فرکانسی ناشی از هدف در طیف پیش‌پردازش شده، الگوریتمی ساده پیشنهاد شده است. پردازش‌های موردنظر با استفاده از پردازنده DSP از نوع TMS320C6416 روی سیگنال واقعی رادار انجام گرفته است. نتایج تجربی حاصله نشان‌دهنده ثبات بیشتر و خطا کمتر در تعیین برد نسبت به روش‌های مورد استفاده پیشین، است.

واژه‌های کلیدی: مدولاسیون دندان‌اره‌ای، مدولاسیون مثلی، پخش‌شدگی طیف، پیش‌پردازش، هموار نمودن طیف، استخراج برد.

Improved Processing and Increasing the Accuracy of Range Extraction in a FM/CW radar

Mohsen Mivehchy¹, Associate Professor; Hajar Keshavarz², MSc Student

1- Department of Electrical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran, Email: mivehchy@eng.ui.ac.ir

2- Department of Electrical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran, Email: h.keshavarz@eng.ui.ac.ir

Abstract: The low altitude primary search radar use a continuous wave, and in its simplest case, a sawtooth modulation is used in one scan and no modulation in the next one. By determining the frequency of the returning signal in two consecutive scans, the target range and radial velocity are extracted. In this method, the two successive scans are needed to determine the range and this is one of the main problems of this method. In order to simultaneously extract the radial velocity and the range, the modulating waveform is changed to a triangular wave form, and simultaneously two preprocesses are proposed to compensate for the spectral spreading by sampling and smoothing the returning signal. This has a significant effect in determining the exact components of the target in the low signal-to-noise conditions. Also, a simple algorithm is proposed to determine the coupled frequency components of the target in the pre-processed spectrum more accurately. The processing was done by using a TMS320C6416 DSP processor on an actual radar signal. The experimental results show a higher stability and less error in determining the range compared to other methodes.

Keywords: Sawtooth modulation, Triangular modulation, Spread distribution, Preprocessing, Smoothing spectrum, Range extraction.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۵/۳۰

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۱۰/۲۸

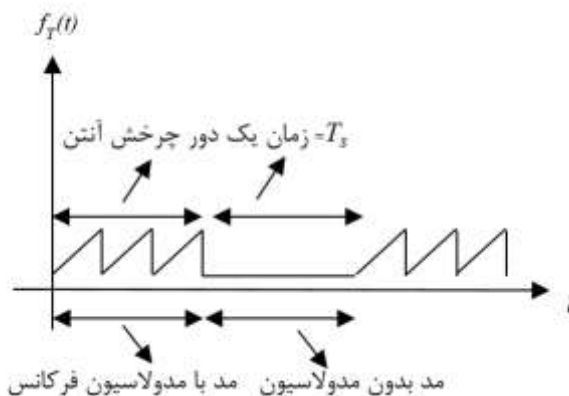
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۱/۱۴

نام نویسنده مسئول: محسن میوه‌چی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اصفهان - میدان آزادی - دانشگاه اصفهان - دانشکده فنی مهندسی - گروه برق.

۱- مقدمه

رادارهای موج پیوسته با مدولاسیون دندانه‌اره‌ای به منظور استخراج برد و سرعت شعاعی هدف از یک سیگنال دندانه‌اره‌ای جهت مدولاسیون فرکانس ارسالی استفاده می‌کنند. در مدولاسیون دندانه‌اره‌ای مطابق با شکل ۱، ابتدا در یک دور چرخش آنتن موج حامل با فرکانس ثابت و در دور بعد موج حامل با مدولاسیون فرکانس دندانه‌اره‌ای ارسال می‌گردد.

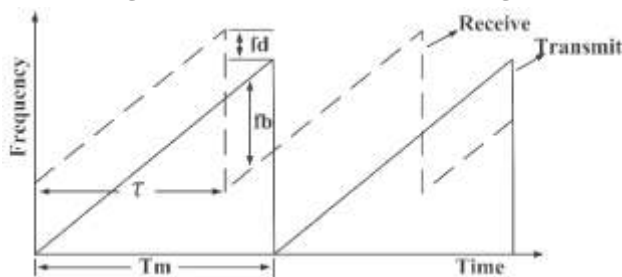


شکل ۱: فرکانس لحظه‌ای در یک رادار موج پیوسته با مدولاسیون فرکانس دندانه‌اره‌ای به ازای گردش‌های مختلف آنتن

۲- تفاوت مدولاسیون مثلثی با دندانه‌اره‌ای در استخراج برد

۲-۱ روش قبلی پردازش رادار مبتنی بر مدولاسیون دندانه‌اره‌ای

منحنی تغییرات فرکانس سیگنال ارسالی و دریافتی در حالت مدولاسیون دندانه‌اره‌ای برای یک هدف متحرک در شکل ۲ نمایش داده شده است. فرکانس لحظه‌ای سیگنال ضربان در باند پایه از اختلاف فرکانس لحظه‌ای دو سیگنال ارسالی و دریافتی حاصل می‌گردد. در حالت اسکن بدون مدولاسیون، فرکانس سیگنال دریافتی در باند پایه برابر شیفت داپلر ناشی از سرعت شعاعی هدف، f_d است؛ و در مد با مدولاسیون فرکانس این مقدار به $f_d + \Delta f_R$ می‌رسد؛ که Δf_R مقدار جابه‌جایی ناشی از تأخیر زمانی یا فاصله هدف تا رادار است. برد و سرعت شعاعی هدف با توجه به روابط ۱ و ۲ به دست می‌آید.



شکل ۲: منحنی تغییرات فرکانس ارسالی و دریافتی در حالت مدولاسیون دندانه‌اره‌ای برای یک هدف متحرک

در شکل ۲، f_b فرکانس ضربان و T_m دوره تناوب سیگنال ارسالی است.

$$r = \frac{c \cdot \Delta f}{2m} \quad (1)$$

$$v = \frac{c \cdot f_d}{2f_T} \quad (2)$$

در روابط ۱ و ۲، c سرعت نور، m شیب منحنی تغییرات فرکانس برحسب زمان $(\frac{df}{dt})$ ، اختلاف فرکانس ارسالی و دریافتی، f_T فرکانس سیگنال ارسالی، r برد هدف و v سرعت شعاعی هدف است [۳، ۲].

در رادار موردنظر زمان جاروب فرکانسی (T_m) تقریباً دو برابر زمان درنگ آنتن مقابل هدف است. پس از انتقال سیگنال به باند پایه و نمونه‌برداری توسط عمل ADC عمل FFT روی بسته‌های داده ورودی ۲۰۴۸ نقطه‌ای انجام می‌گیرد و سپس سطح آستانه برای هر مؤلفه فرکانسی با توجه به مقدار متوسط در کل باند، متوسط همسایگی و یک مقدار ثابت که از خارج قابل تنظیم است، تعیین می‌گردد. پس از انجام مقایسه با سطح آستانه، در صورت تشخیص هدف، مد کاری (FM) یا (CW)، فرکانس و زاویه سمت هدف در حافظه ذخیره می‌شود تا در دور بعدی آنتن برای تعیین فاصله هدف مورد استفاده قرار گیرد.

مطابق با شکل ۱ و به منظور استخراج برد هدف، دو اسکن متوالی الزامی است. همین امر موجب کاهش دقت اندازه‌گیری برد هدف در این نوع رادار می‌شود. چراکه ممکن است موقعیت هدف در طی یک دور کامل چرخش آنتن، T_s ، تغییر کند. هم‌چنین لزوم ذخیره داده‌های به‌دست‌آمده در هر بار پردازش و برقراری ارتباط بین پردازش‌های متوالی که از نظر زمانی به اندازه T_s فاصله دارند، تا حدودی عمل پردازش و استخراج برد را دشوار می‌نماید.

در این تحقیق سعی شده تا حدودی مشکلات مربوط به روش‌های پیشین مورد استفاده در این نوع رادار برطرف گردد. بدین منظور با انجام برخی پیش‌پردازش‌های خاص، اثر نویز کاهش یافته و برد با دقت بیشتری به دست می‌آید.

در بخش ۲ روش قبلی پردازش رادار مبتنی بر مدولاسیون دندانه‌اره‌ای و مدولاسیون مثلثی همراه با روابط استخراج برد و سرعت شعاعی بیان می‌گردد و در بخش ۳ پیش‌پردازش‌های مورد استفاده برای تشخیص دقیق مؤلفه‌های هدف مورد بررسی قرار می‌گیرد، هم‌چنین الگوریتم خاصی که جهت حذف اثر پخش‌شدگی طیف، بهبود کیفیت طیف و یکنواختی آن استفاده گردیده، اشاره می‌گردد؛ و به الگوریتم مورد استفاده برای استخراج برد و سرعت شعاعی نیز اشاره می‌گردد. در بخش ۴ به پیاده‌سازی و نتایج تجربی روش پیشنهادی پرداخته شده و در نهایت در فصل ۵ مقایسه روش پیشنهادی با الگوریتم مورد استفاده در مرجع [۱] و روش قبلی مورد استفاده در همین رادار، نتیجه‌گیری و جمع‌بندی مطالب بیان می‌شود.

۴-۲ مدولاسیون فرکانس مثلثی

با تشخیص و تعیین مؤلفه‌های $f_1 = f_{bu} = f_d + \Delta f_R$ و $f_2 = f_{bd} = f_d - \Delta f_R$ ناشی از حرکت هدف، از میان دیگر مؤلفه‌ها و نویز و با تعیین Δf_R برد هدف در طی یک اسکن، طبق رابطه ۶ قابل محاسبه است [۵].

$$m = \frac{B}{0.5T_m} \quad (5)$$

$$r = \frac{c(f_1 - f_2)}{4m} \quad (6)$$

$$v = \frac{\lambda(f_1 + f_2)}{4} \quad (7)$$

که در رابطه ۷، λ طول موج سیگنال ارسالی است. با توجه به شکل‌های ۴ و ۵ نقطه‌ضعف قابل توجه در مدولاسیون مثلثی، نصف شدن توان دو مؤلفه فرکانسی نسبت به مؤلفه‌های فرکانسی هدف در حالت مدولاسیون دنداناره‌ای است؛ که این مورد نیز با الگوریتم پیشنهادی تا حدودی قابل جبران است.

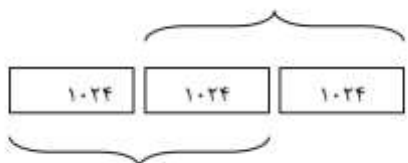
۳- الگوریتم پیشنهادی برای یکنواختی طیف و حذف اثر

پخش‌شدگی طیف، پیش‌پردازش طیف و الگوریتم مورد استفاده در استخراج برد

۳-۱ الگوریتم یکنواختی طیف و حذف اثر پخش‌شدگی طیف (picket fence effect)

در رادار موضوع ارتقا، سرعت چرخش آنتن 20 rpm (دور تند) یا 10 rpm (دور کند) می‌باشد که زمان اسکن آن معادل ۶ یا ۳ ثانیه است. پهنای بیم آنتن در راستای سمت $\theta_{Ant, Az} = 0/78^\circ$ است و زمان درنگ آنتن مقابل هدف در دور تند ۶/۷۲۸ میلی‌ثانیه و در دور کند برابر ۱۳/۴۵۶ میلی‌ثانیه است. فرکانس نمونه‌برداری به‌گونه‌ای است که در هر ۳/۳۶۴ میلی‌ثانیه، تعداد ۱۰۲۴ نمونه جدید برداشته می‌شود. از آنجاکه زمان درنگ آنتن مقابل هدف حداقل ۶/۷۲۸ میلی‌ثانیه است و هم‌چنین ممکن است اطلاعات هدف بین دو بازه زمانی ۶/۷۲۸ میلی‌ثانیه تقسیم شود، لذا سیکل نمونه‌برداری و پردازش داده ۳/۳۶۴ میلی‌ثانیه انتخاب می‌شود. و در هر بار نمونه‌برداری تبدیل فوریه سریع^۲ بر روی بسته ۲۰۴۸ تایی از داده‌های ورودی (دو بسته ۱۰۲۴ تایی) به‌صورت چرخشی مطابق با شکل ۶ انجام می‌گیرد.

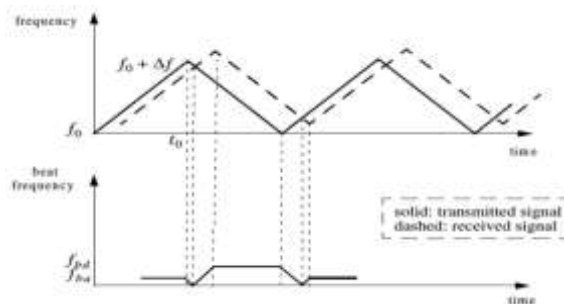
بسته ۲۰۴۸ تایی برای اعمال تبدیل فوریه سریع در سیکل فعلی



بسته ۲۰۴۸ تایی برای اعمال تبدیل فوریه سریع در سیکل قبلی

شکل ۶: نحوه چیدن بسته‌های داده ورودی برای اعمال تبدیل فوریه سریع

در شکل ۳، فرکانس لحظه‌ای سیگنال‌های ارسالی و دریافتی برای یک هدف متحرک با فرکانس داپلر f_d و فرکانس ضریب لحظه‌ای که ناشی از ضرب فرکانس سیگنال ارسالی در سیگنال دریافتی در هر لحظه می‌باشد، نشان داده شده است. طیف توان متناظر با سیگنال دریافتی در باند پایه برای مدولاسیون دنداناره‌ای در شکل ۵ و برای مدولاسیون مثلثی در شکل ۶ نمایش داده شده است.



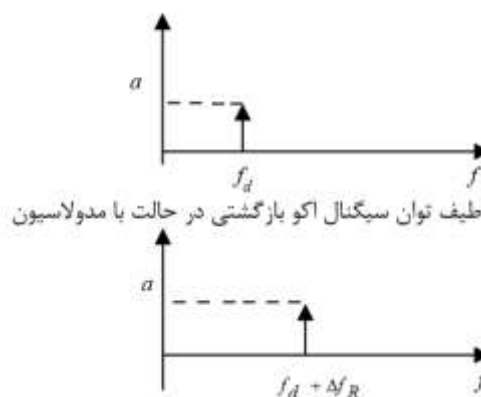
شکل ۳: منحنی تغییرات فرکانس ارسالی و دریافتی و فرکانس ضریب با زمان در حالت مدولاسیون مثلثی برای یک هدف متحرک [۴]

در شکل ۳ فرکانس هدف برای دو ناحیه با شیب مثبت و شیب منفی به‌صورت مجزا تعیین و با نماد f_{bu} و f_{bd} تعریف می‌گردد و با روابط ۳ و ۴ بیان می‌شود [۴].

$$f_{bu} = f_b - f_d \quad (3)$$

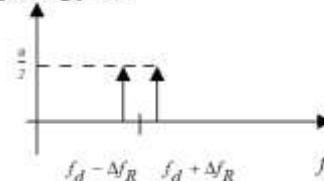
$$f_{bd} = f_b + f_d \quad (4)$$

طیف توان سیگنال اکو بازگشتی در حالت بدون مدولاسیون



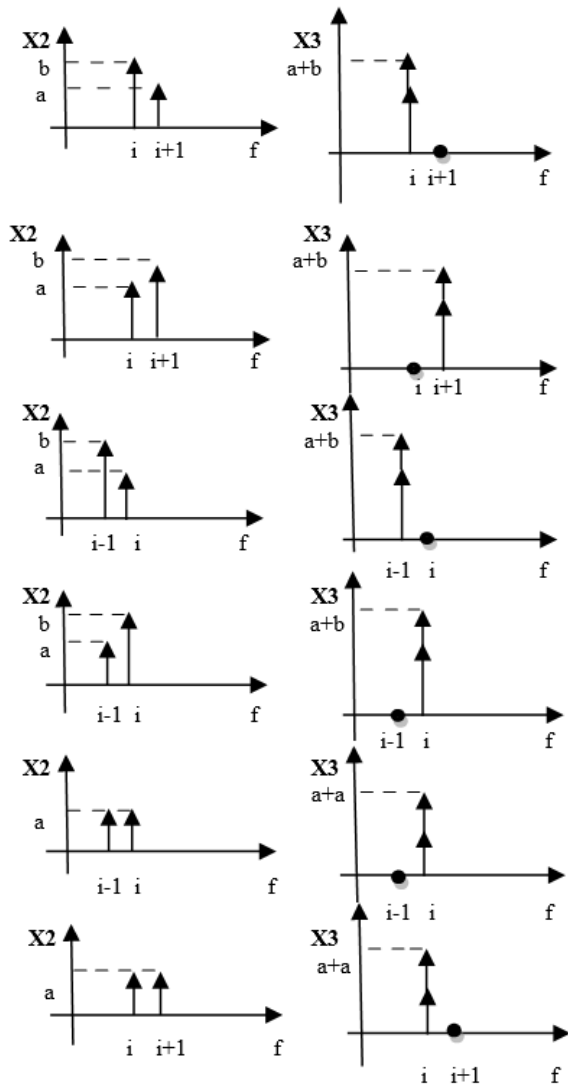
شکل ۴: طیف توان سیگنال اکو بازگشتی در باند پایه برای مدولاسیون فرکانس دنداناره‌ای

طیف توان سیگنال اکو بازگشتی



شکل ۵: طیف توان سیگنال اکو بازگشتی در باند پایه برای مدولاسیون فرکانس مثلثی

وضعیت‌هایی که می‌تواند در اثر پخش‌شدگی طیف اتفاق بیفتد در شکل‌های ۹-الف و نتیجه طیف خروجی پس از اعمال الگوریتم حذف پخش‌شدگی در شکل‌های ۹-ب دیده می‌شود.



شکل ۹-ب: نتایج خروجی الگوریتم حذف پخش‌شدگی طیف در اثر پخش‌شدگی طیف می‌تواند اتفاق بیفتد باید توجه داشت که با اعمال الگوریتم ۹ بر روی بردار حاصله از مرحله قبل (X2)، نویز نیز تا حدودی افزایش می‌یابد ولی افزایش توان مؤلفه‌های هدف و یکنواختی طیف به ازای کل باند بیشتر بوده و مزایای زیادی دارد.

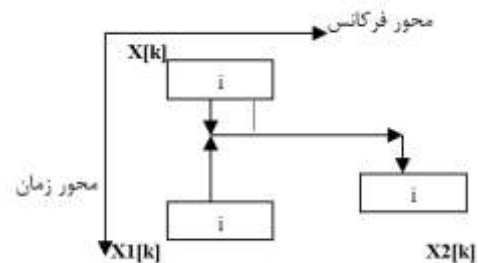
۴-۳ پیش‌پردازش طیف

در گیرنده رادار موردنظر که از نوع CW و جستجوگر ارتفاع پایین است، طیف سیگنال دریافتی در باند پایه به دلیل وجود کلاترهای محیطی سنگین و همچنین به دلیل طیف نویز فاز فرستنده، عموماً به شکل ۱۰ است؛ که در آن مؤلفه‌های فرکانس پایین ناشی از کلاتر دارای توان بسیار بیشتری هستند. همچنین در این شکل یک سیگنال هدف نیز وجود دارد. در مرجع [۹] به‌منظور هموار کردن طیف،

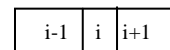
پس از استخراج طیف توان سیگنال دریافتی از طریق FFT، ابتدا میانگین‌گیری در حوزه زمان بر روی بردار طیف توان اسکن پردازشی فعلی (۳/۳۶۴ میلی‌ثانیه) و اسکن پردازشی قبلی انجام می‌گیرد. این کار به کاهش سطح نویز و تثبیت مؤلفه‌های ناشی از هدف کمک شایانی می‌کند. چراکه در بعضی اسکن‌ها مؤلفه‌ها قوی‌تر و در بعضی دیگر ضعیف‌ترند. شکل ۷ نحوه اعمال میانگین‌گیری و رابطه ۸ این میانگین‌گیری را نشان می‌دهد [۶].

$$X_2[k] = \frac{1}{2} (X[k] + X_1[k]) \quad (8)$$

به‌منظور جبران اثر پخش‌شدگی طیف بین دو فرکانس مجاور (picket fence effect) ناشی از نمونه‌برداری و تبدیل فوری سریع [۷، ۸]، از الگوریتم غیرخطی به‌صورت پنجره لغزان در راستای فرکانس مطابق با رابطه ۹ و شکل ۸ استفاده می‌گردد. ایده اصلی در این الگوریتم تخمین محل فرکانس مؤلفه‌های هدف و برگرداندن همه انرژی پخش‌شده مؤلفه‌ها به آن محل است. با حذف این اثر، یکنواختی طیف نیز تا حدودی تضمین می‌شود. چراکه وجود اثر پخش‌شدگی طیف علاوه بر کاهش دقت تشخیص محل دقیق مؤلفه‌ها باعث غیریکنواختی طیف در فرکانس‌های مختلف نیز می‌شود. بدین معنا که اگر یک سیگنال سینوسی تک فرکانس با توان مشخص به ورودی سیستم داده شود، با تغییر تدریجی فرکانس سیگنال ورودی (بدون تغییر دامنه) توان مؤلفه‌ها به ازای فرکانس‌های مختلف یکسان نخواهد بود.



شکل ۷: میانگین‌گیری ابتدایی طیف توان خروجی از مرحله تبدیل فوری سریع



شکل ۸: پنجره لغزان مورداستفاده در الگوریتم حذف پخش‌شدگی طیف

$$\begin{aligned} \text{if } X_2[i] \geq X_2[i+1] \rightarrow X_3[i] &= X_2[i] + X_2[i+1] \ \& \ X_3[i+1] = 0 \ \& \ X_2[i+1] = 0; \quad (9) \\ \text{if } X_2[i] < X_2[i+1] \rightarrow X_3[i] &= 0; \\ \text{if } X_2[i] \geq X_2[i-1] \rightarrow X_3[i] &= X_2[i] + X_2[i-1] \ \& \ X_3[i-1] = 0 \ \& \ X_2[i-1] = 0; \\ \text{if } X_2[i] < X_2[i-1] \rightarrow X_3[i] &= 0 \ \& \ X_2[i] = 0; \end{aligned}$$

$$X''[k] = \frac{1}{2q} \sum_{i=k-q}^{k+q} X3[i] \quad i \neq k \quad (10)$$

$$X'[k] = \begin{cases} X3[k] - X''[k], & X3[k] \geq X''[k] \\ 0, & X3[k] < X''[k] \end{cases} \quad (11)$$

$$X4[k] = \frac{1}{2p} \sum_{i=k-p}^{k+p} X'[k] \quad (12)$$

$$X5[k] = X3[k].X4[k].a \quad (13)$$

تابع میانگین‌گیر اول که به طیف توان حاصله از مرحله قبل اعمال می‌گردد ($X''[k]$)، به نوعی اثر کلاتر را در طیف تخمین می‌زند که با کم کردن مقدار میانگین از طیف، اثر کلاتر به مقدار زیادی تقلیل می‌یابد. از طرفی با اعمال میانگین‌گیر دوم ($X4[k]$) به دلیل این که در این میانگین‌گیری خود مؤلفه نیز شرکت داده می‌شود، از افت انرژی در مؤلفه فرکانس هدف جلوگیری می‌شود، همچنین باعث می‌شود مقدار انرژی در فرکانس هدف بیشتر از هارمونیک فرکانس هدف باشد [۹].

لازم به ذکر است نحوه میانگین‌گیری و انتخاب تعداد همسایگی‌های مناسب به منظور حصول بهترین نتیجه به دست آمده است. نرمالیزه کردن نیز برحسب ضریبی از میانگین کل باند (a) صورت می‌گیرد که این ضریب وابسته به پهنای باند کانال مربوطه است.

۳-۳ الگوریتم استخراج برد

در شکل ۱۳ که الگوریتم کلی مورد استفاده برای استخراج برد را نشان می‌دهد. در هر سیکل پردازشی (۳/۳۶۴ میلی ثانیه) یک بسته ۱۰۲۴ تایی از نمونه‌های ورودی توسط مبدل ADC نمونه‌برداری می‌شود؛ و به همراه یک بسته ۱۰۲۴ تایی از سیکل قبل، یک بسته ۲۰۴۸ تایی از داده‌های ورودی $X[n]$ وارد مرحله تبدیل فوریه سریع می‌گردد؛ و بردار $X[k]$ تشکیل می‌گردد.

تاکنون مراحل الگوریتم کلی استخراج برد تا پیش از محاسبه سطح آستانه مورد بررسی قرار گرفت.

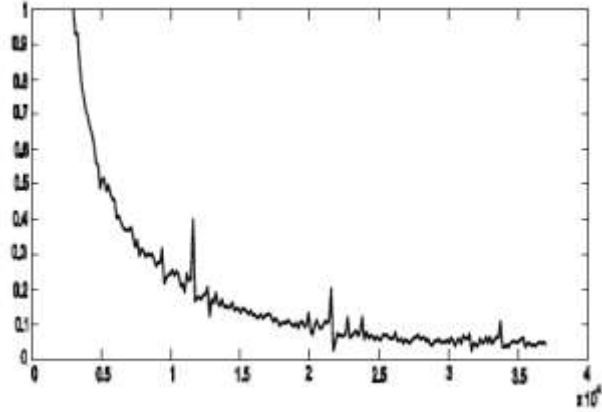
۳-۴ محاسبه سطح آستانه

در شکل ۱۳ از الگوریتم تعیین سطح آستانه وفقی [۱۰] برای نیل به نرخ آژیر غلط ثابت (CFAR) [۱۱، ۱۲] مطابق با رابطه ۱۴، استفاده می‌شود. که سطح آستانه برای هر مؤلفه به صورت جداگانه محاسبه می‌گردد.

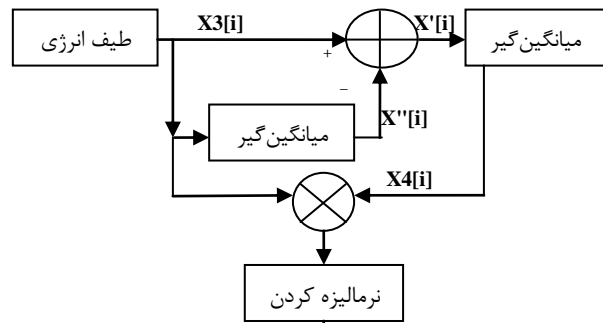
$$TH = \frac{T_1}{D} + \alpha T_2 + \beta T_3 \quad (14)$$

که در آن α, β, D ضرایب تجربی بوده و تابع ساختار سیستم گیرنده و فرستنده رادار، نویز و کلاتر محیط هستند. هم‌چنین در رابطه ۱۴، T_1 مقدار DC باند (به ازای هر کانال از خارج توسط پتانسیومتری قابل تنظیم است)، T_2 میانگین در کل باند و T_3 میانگین در همسایگی

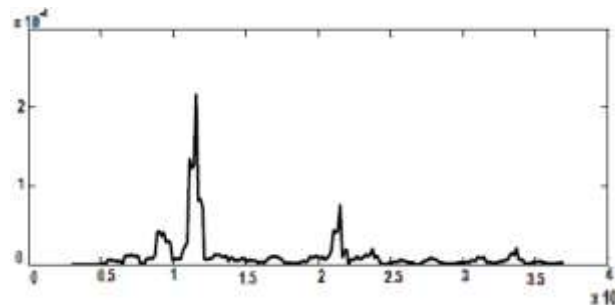
پیش‌پردازشی مطابق با الگوریتم شکل ۱۱ روی طیف شکل ۱۰ اعمال شده که نتیجه آن در شکل ۱۲ دیده می‌شود. پیش‌پردازش فوق ضمن هموار کردن طیف به افزایش دقت در تعیین مؤلفه‌های فرکانسی ناشی از هدف در شرایط SNR کوچک کمک می‌کند.



شکل ۱۰: طیف سیگنال دریافتی در باند پایه پیش از اعمال پردازش هموار کردن [۹]



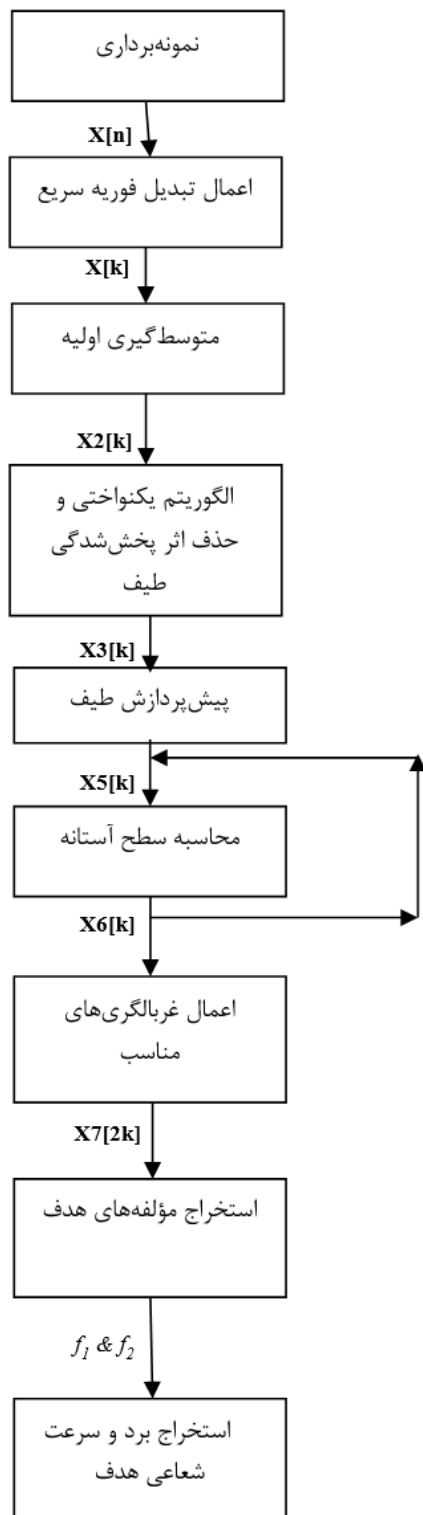
شکل ۱۱: الگوریتم پیش‌پردازش طیف



شکل ۱۲: طیف توان سیگنال دریافتی در باند پایه پس از اعمال پردازش هموار کردن [۹]

لذا در این تحقیق پس از حذف اثر پخش‌شدگی طیف، پیش‌پردازشی مطابق با شکل ۱۱ روی $X3$ اعمال می‌گردد. روابط ۱۰، ۱۱، ۱۲ و ۱۳ مربوط به بخش‌های مختلف این الگوریتم هستند [۹].

$$X6[k] = \begin{cases} X6[k], X6[k] \geq TH & \& X6_{pre}[k] \geq TH \\ 0, & else \\ X6[k], X6[k] \geq kTH & or X6_{pre}[k] \geq kTH \end{cases} \quad (17)$$



شکل ۱۳: الگوریتم کلی مورداستفاده برای استخراج برد

نزدیک (۶ تایی بدون در نظر گرفتن نمونه حاضر) است. روابط مربوط به محاسبه T_2 و T_3 به صورت ۱۵ و ۱۶ است.

$$T_2 = \frac{1}{q+1} \sum_{i=0}^q X5[i] \quad (15)$$

$$T_3 = \frac{1}{6} \sum_{\substack{i=k-3 \\ i \neq k}}^{k+3} X5[i] \quad (16)$$

در رابطه ۱۵، تعداد نقاط فرکانسی موجود در طیف در کل باند برابر $q+1$ است.

۴-۳-۴ غربالگری های مناسب برای استخراج دقیق مؤلفه های هدف

از آنجاکه الگوریتم حذف پخش شدگی طیف علاوه بر جمع کردن توان مؤلفه های هدف و ایجاد مؤلفه های مجزای با توان بیشتر، مؤلفه های نویزی را نیز تا حدودی تقویت می کند. لذا لازم است برای کاهش بیشتر اثر نویز از روش مناسبی استفاده گردد که مبنای آن تصادفی بودن دامنه نویز در لحظات مختلف زمانی است. به بیان روشن تر اگر در یک لحظه و برای یک فرکانس مشخص، مؤلفه فرکانسی ناشی از نویز از سطح آستانه بیشتر شود احتمال آنکه در چند میلی ثانیه قبل یا بعد (سیکل پردازشی قبلی و بعدی) دامنه همان مؤلفه فرکانسی ناشی از نویز مجدداً از سطح آستانه بیشتر باشد، مقدار کوچکی است. از سوی دیگر اگر در یک زاویه مشخص و یک فرکانس مشخص دامنه ناشی از نویز از سطح آستانه بگذرد، احتمال آنکه در دور قبلی (بعدی) چرخش آنتن و در همان فرکانس دامنه ناشی از نویز مجدداً از سطح آستانه عبور کرده باشد مقدار کوچکی است. بر این مبنا ابتدا مقایسه ای بین دامنه مؤلفه ها با سطح آستانه (به دست آمده از روش CFAR) صورت می گیرد.

بدین منظور برای کاهش هر چه بیشتر نویز و بهبود SNR از سطح آستانه دو مقداری استفاده می شود؛ سطح اول همان مقداری است که در بخش ۳-۳-۱ محاسبه شد و سطح دوم k برابر آن است که مقدار k با استفاده از ویژگی های سیستم در عمل تعیین می گردد. اگر در دو دور متوالی و در یک زاویه مشخص مؤلفه ای دومرتبه از سطح آستانه اول عبور کند اندیس و توان آن مؤلفه حفظ می شود، در غیر این صورت حذف خواهد شد و اگر حداقل یکبار از سطح آستانه دوم (سطح آستانه بالاتر) عبور کند به معنای آن است که مؤلفه توان بالایی دارد و اندیس و توان آن به عنوان هدف حفظ خواهد شد. شکل ۱۴ نحوه اعمال این غربالگری و رابطه ۱۷ نیز رابطه مربوط به آن را نشان می دهد.

$$X7[i+j] = \begin{cases} X6[i]; & (X6[i]>0 \& \\ & (X6_p[i-1]>0 \\ & or X6_p[i]>0 \\ & or X6_p[i+1]>0)) \\ 0 \& i=j; \text{ else} & j \in \{i, i-1, i+1\} \end{cases} \quad (18)$$

با توجه به رابطه برد با Δf_R (فاصله بین مؤلفه‌های ناشی از هدف)، رابطه ۶، برای یافتن یک زوج مؤلفه که می‌توانند ارتباط منطقی با یکدیگر داشته باشند به روش زیر عمل می‌گردد.

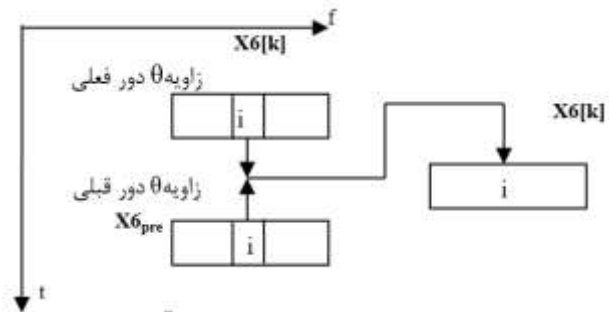
ابتدا با جست‌وجو میان مؤلفه‌هایی که از غربالگری عبور کرده‌اند $X7[2k]$ ماکزیمم مؤلفه یافته می‌شود (i_1 یا f_1)، سپس با توجه به محدودیت حداکثر و حداقل برد مورد انتظار، با جست‌وجو در اطراف آن مؤلفه که حداقل و حداکثر فاصله آن در یک محدوده مجاز باشد، زوج مرتبط با این مؤلفه تشخیص داده می‌شود (i_2 یا f_2). اکنون با داشتن f_1 ، f_2 و i_1 با استفاده از روابط ۵، ۶ و ۷ با توجه به پارامترهای رادار سرعت شعاعی هدف و برد آن تعیین می‌گردد.

۴ پیاده‌سازی و نتایج تجربی روش پیشنهادی

در این تحقیق با استفاده از یک پردازنده DSP از نوع TMS320C6416 همراه با کارت‌های Interface و ADC مربوطه، پردازش‌های لازم انجام گرفته و روی رادار موردنظر به صورت عملی تست گردیده است [۱۳]. برنامه‌نویسی روش پیشنهادی در محیط code composer studio (ccs) انجام گرفته و در هر مرحله پس از اعمال پردازش‌های مربوطه نتایج حاصله مشاهده شده است. این نرم‌افزار امکان مشاهده بردارها، ماتریس‌ها، سیگنال‌ها و طیف‌های توان مربوطه را در هر مرحله پردازش و به صورت گراف در اختیار کاربر قرار می‌دهد [۱۴]. برای شبیه‌سازی سیگنال خروجی گیرنده رادار در باند IF از یک سینتی سایزر HAMEG HM8134-2 استفاده شد و توسط آن یک سیگنال سینوسی با مدولاسیون FSK (با توجه به دو سطحی بودن فرکانس ضربان، شکل ۳) [۱۵] که فرکانس مرکزی آن برابر $(8\text{MHz}+19\text{kHz})$ با انحراف فرکانسی $\text{deviation}=900\text{Hz}$ بوده تولید گردید و به عنوان سیگنال آکو هدف به بخش IF گیرنده رادار داده شد خروجی گیرنده رادار که در باند پایه قرار گرفته است به ورودی ADC داده شد.

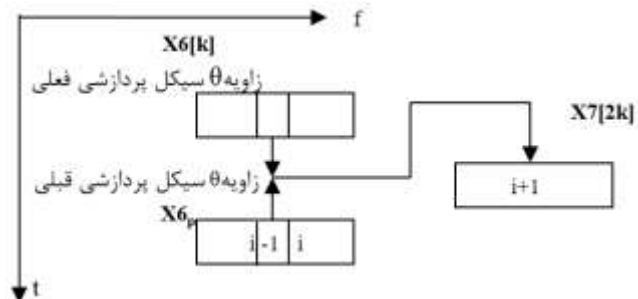
۴-۴ مشاهده مرحله به مرحله طیف توان سیگنال ورودی

در شکل ۱۶ سیگنال ورودی در حوزه زمان نمایش داده شده است. سیگنال ورودی دارای ۲۰۴۸ نقطه است که ۱۰۲۴ تا آن مربوط به سیکل پردازشی فعلی و ۱۰۲۴ تا دیگر مربوط به سیکل پردازشی قبلی است. محور افقی اندیس هر نمونه i و محور عمودی دامنه در حوزه زمان را نشان می‌دهد.



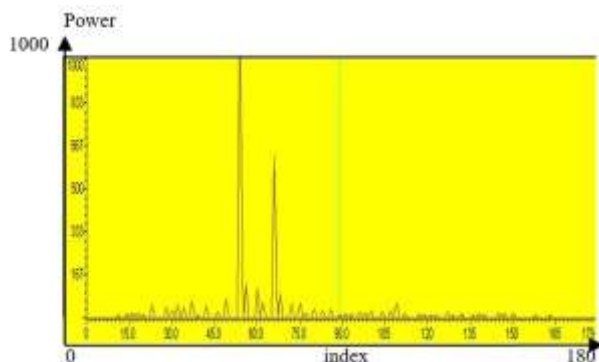
شکل ۱۴: غربالگری طیف در حوزه زمان (گردش آنتن) و فرکانس

پس از اعمال مقایسه بر روی زاویه در دو دور متوالی، مجدداً مقایسه‌ای در دو سیکل پردازشی متوالی اعمال می‌گردد. از آنجاکه پهنای بیم آنتن به گونه‌ای است که به ازای هر زاویه حداقل دو سیکل پردازشی را دربرمی‌گیرد؛ تشابه بین دو سیکل پردازشی که مربوط به یک زاویه می‌باشند منطقی است. همین موضوع می‌تواند به حذف بهتر نویز و تثبیت مؤلفه‌های هدف کمک کند و بدین صورت عمل می‌گردد که اگر در اندیس i ام سیکل پردازش فعلی مؤلفه‌ای موجود بود، در اندیس‌های i ام، $i-1$ ام و $i+1$ ام از سیکل قبلی جست‌وجو می‌گردد که آیا مؤلفه‌ای قوی وجود دارد و یا خیر. در صورت وجود مؤلفه، اندیس $i+z$ به عنوان اندیس جدید مؤلفه هدف ذخیره می‌گردد؛ که i اندیس مؤلفه واجد شرایط در سیکل فعلی و z اندیس مؤلفه واجد شرایط در سیکل قبلی پردازش است. بدین ترتیب اندیس‌های اضافی در بین اندیس‌های موجود طیف ایجاد شده و سبب افزایش دقت برد می‌گردد؛ و در صورتی که مؤلفه‌ای در اندیس متناظر سیکل قبلی دیده نشود مؤلفه‌ای به ازای اندیس متناظر $2i$ در بردار جدید طیف ثبت نمی‌گردد. این روش معادل با آن است که اگر در یک اسکن هدفی در زاویه و سرعت مشخصی دیده شد، بار دیگر باید هدف در همان حوالی دیده شود که در این روش با ایجاد پنجره‌ای دور هدف در دو راستای زاویه آنتن و فرکانس، وجود هدف جدید در یک شعاع همسایگی در اطراف نقطه قبلی بررسی می‌گردد. شکل ۱۵ غربالگری فوق را نشان می‌دهد. رابطه ۱۸ نیز رابطه مربوط به این غربالگری را نشان می‌دهد.



شکل ۱۵: غربالگری طیف در حوزه زمان (سیکل پردازشی)

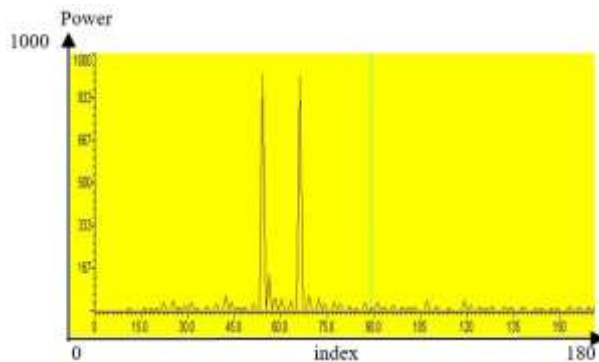
شکل ۱۹ طیف توان پس از اعمال متوسط‌گیری اولیه را نشان می‌دهد. (شکل ۱۳ دیده شود).



شکل ۱۹: طیف توان سیگنال ورودی پس از اعمال متوسط‌گیری اولیه

با مقایسه شکل‌های ۱۷ و ۱۹ اثر متوسط‌گیر ابتدایی در تثبیت مؤلفه‌های هدف و کاهش حدودی سطح نویز مشاهده می‌شود.

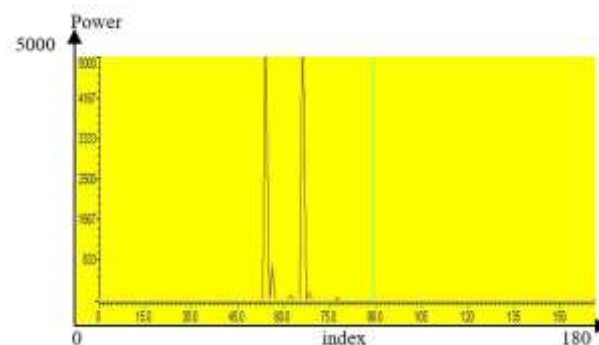
در شکل ۲۰ طیف توان سیگنال پس از اعمال الگوریتم حذف اثر پخش‌شدگی طیف مشاهده می‌شود.



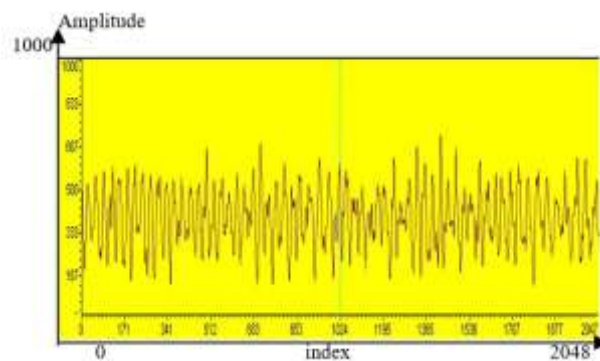
شکل ۲۰: طیف توان پس اعمال الگوریتم حذف اثر پخش‌شدگی طیف

مطابق با شکل ۲۰ بهبود طیف با اعمال الگوریتم پیشنهادی برای حذف اثر پخش‌شدگی طیف کاملاً مشهود است.

در شکل ۲۱ طیف توان سیگنال ورودی که دارای مدولاسیون FSK است، پس از اعمال پیش‌پردازش پیشنهادی برای هموار کردن طیف دیده می‌شود.

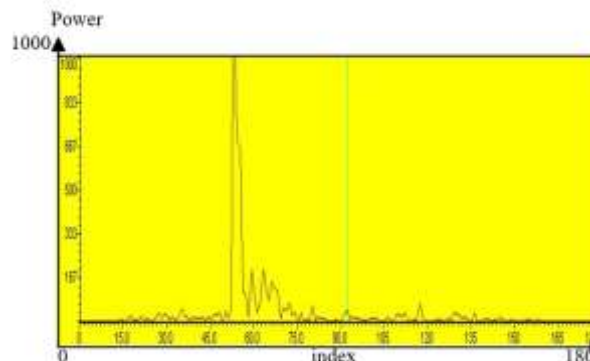


شکل ۲۱: طیف توان سیگنال ورودی پس از اعمال پیش‌پردازش هموار کردن طیف

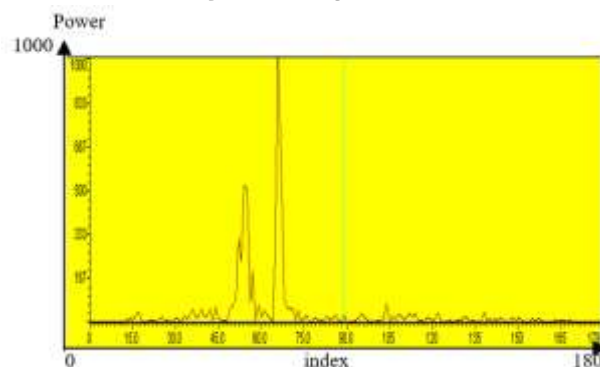


شکل ۱۶: سیگنال ورودی در حوزه زمان

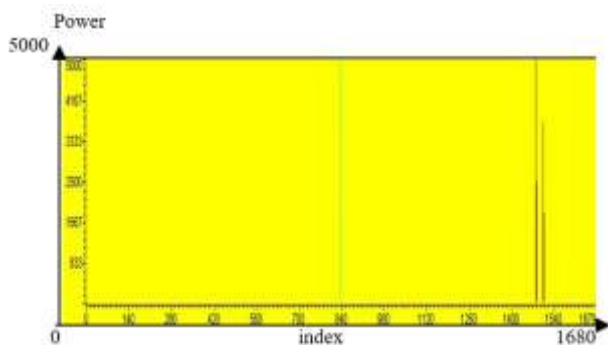
سیگنال ورودی پس از نمونه‌برداری توسط ADC با استفاده از توابع موجود در نرم‌افزار CCS تبدیل فوریه سریع گرفته می‌شود و طیف توان آن تشکیل می‌گردد. لازم به ذکر است که تبدیل فوریه سریع در این نرم‌افزار به صورت مختلط انجام می‌شود ولی تنها از اندازه آن در مراحل بعدی استفاده می‌گردد. طیف توان سیگنال ورودی ناشی از مرحله اعمال تبدیل فوریه سریع، برای سیکل پردازشی فعلی در شکل ۱۷ و سیکل قبلی در شکل ۱۸ نشان داده شده است. محور افقی بخشی از اندیس‌های طیف‌توان و محور عمودی توان هر مؤلفه را نشان می‌دهد. (طیف توان سیگنال شامل ۸۴۰ اندیس است که در شکل‌های ۱۷، ۱۸، ۱۹، ۲۰ و ۲۱ برای وضوح بیشتر بخشی از آن نمایش داده شده است.)



شکل ۱۷: طیف توان سیگنال ورودی به دست آمده با استفاده از تبدیل فوریه سریع در سیکل فعلی



شکل ۱۸: طیف توان سیگنال ورودی به دست آمده با استفاده از تبدیل فوریه سریع در سیکل قبلی



شکل ۲۴: طیف توان سیگنال ورودی پس از اعمال غربالگری دوم در دو سیکل پردازشی متوالی

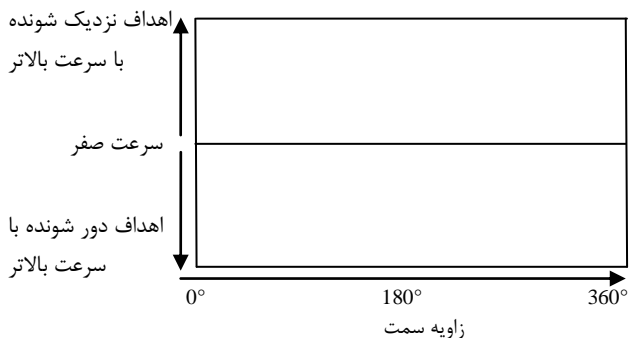
Name	Value	Type	Flags
φ _B	24	assigned	assigned
φ _B	1488	assigned	assigned

شکل ۲۵: سرعت شعاعی و برد هدف

۴-۴ تست نهایی

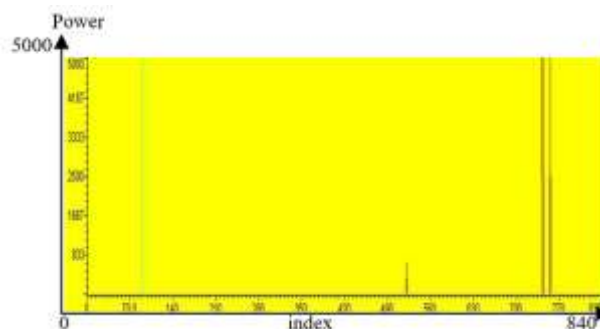
در این مرحله سیگنال ورودی پردازنده از خروجی گیرنده رادار موردنظر به پردازنده داده شد. رادار مورد بهینه‌سازی دارای مشخصات: باند فرکانسی 10GHz با تقویت‌کننده قدرت RF نیمه‌هادی و نوع مدولاسیون FM مثلثی با فرکانس 150Hz و دو سرعت چرخش آنتن 20rpm و 10rpm، پهناهای بیم سمت $\theta_B = 0,78^\circ$ و پهناهای بیم ارتفاع $\phi_B = 2,2^\circ$ است. مأموریت اصلی این رادار کشف اهداف در ارتفاع پایین است و به همین دلیل بخش پایین بیم آنتن روی زمین قرار دارد و سیگنال اکو همراه با کلاترهای سنگین دریافت می‌گردد.

در این رادار نتیجه پردازش روی مانیتور ظاهر می‌گردد؛ که نحوه نمایش اطلاعات (قالب کلی نمایشگر رادار) در شکل ۲۶ دیده می‌شود. در این نوع نمایش محور افقی بیانگر زاویه سمت و محور عمودی بیانگر فرکانس داپلر هدف است. اهداف نزدیک شونده (با شیفت داپلر مثبت) در نیمه بالای صفحه نمایشگر و اهداف دور شونده (با شیفت داپلر منفی) در نیمه پایین صفحه ظاهر می‌گردند و خط میانی مربوط به سرعت صفر است.



شکل ۲۶: قالب کلی نمایشگر رادار

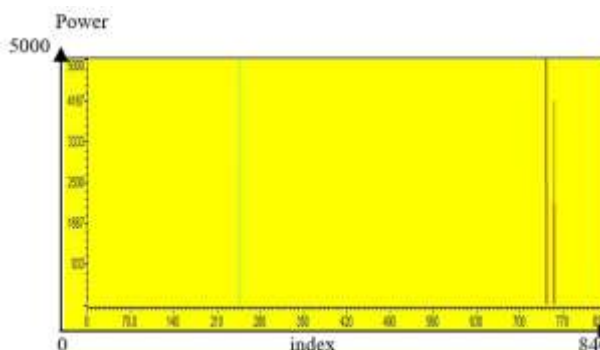
کاهش سطح نویز و بهبود توان مؤلفه‌های هدف ناشی از اعمال پیش‌پردازش پیشنهادی در شکل ۲۱ به‌خوبی مشهود است. در شکل ۲۲ مؤلفه‌هایی که از سطح آستانه اول عبور کرده‌اند با مقدار خودشان نشان داده شده و توان سایر مؤلفه‌ها برابر صفر شده است. (در شکل‌های ۲۲، ۲۳ و ۲۴ کل طیف توان دیده می‌شود).



شکل ۲۲: طیف توان سیگنال ورودی پس از عبور از سطح آستانه اول

در شکل ۲۲ مشاهده می‌شود علی‌رغم موفقیت روش پیشنهادی در کاهش اثر نویز هم‌چنان برخی از مؤلفه‌های نویزی در طیف می‌توانند از سطح آستانه اول عبور کنند.

در شکل ۲۳ طیف توان کل باند پس از اعمال غربالگری در حوزه زمان و فرکانس هر ۳ ثانیه یکبار (در یک زاویه مشخص در گردش‌های متوالی آنتن) نشان داده شده است.



شکل ۲۳: طیف توان سیگنال ورودی پس از غربالگری مناسب در حوزه زمان با هر بار گردش آنتن

با توجه به شکل ۲۳ مؤلفه‌های نویزی که توانسته بودند از سطح آستانه اول عبور کنند در این مرحله حذف شده‌اند. در شکل ۲۴ طیف توان سیگنال پس از اعمال غربالگری دوم (غربالگری در دو سیکل پردازشی متوالی) دیده می‌شود؛ که در آن طیف بهبود یافته است.

در نهایت پس از یافتن مؤلفه‌های هدف، اندیس فرکانس داپلر هدف که متناظر با سرعت شعاعی است و برد هدف، به‌دست آمده و در دو متغیر r و θ ذخیره می‌گردد. نرم‌افزار CCS امکان مشاهده محتویات متغیرها را در جدولی به نام watch window فراهم کرده است [۱۴]. محتویات این دو متغیر در شکل ۲۵ دیده می‌شود.

۵- جمع‌بندی، مقایسه و نتیجه‌گیری

در این مقاله ارتقا روش پردازشی یک رادار جستجوگر نوع موج پیوسته با مدولاسیون فرکانس دنداناره‌ای مورد بررسی قرار گرفت. در این راستا ابتدا مدولاسیون فرکانس از دنداناره‌ای به مثلی تغییر یافت. به‌منظور بهبود کیفیت طیف و افزایش دقت در تشخیص محل دقیق مؤلفه‌های هدف، ابتدا الگوریتمی برای یکنواختی طیف و حذف اثر پخش‌شدگی طیف روی طیف اعمال شد، یک پیش‌پردازش برای هموار کردن طیف و درنهایت الگوریتمی جهت غربالگری و تعیین مؤلفه‌های مرتبط از میان نویز ارائه شد. در هر مرحله کارایی الگوریتم پردازشی مربوطه توسط نرم‌افزار CCS مشاهده و عملکرد الگوریتم‌های مذکور ارزیابی شد. درنهایت روش پردازشی موردنظر بر روی یک رادار به‌صورت عملی پیاده‌سازی و اطلاعات مربوط به هدف بر روی نمایشگر مربوطه نمایش داده شد. وجود الگوریتم‌هایی مانند: الگوریتم حذف اثر پخش‌شدگی طیف، استفاده از سطح آستانه وفقی و عدم تقریب در محاسبه توان هر مؤلفه پس از اعمال تبدیل فوریه سریع در مقایسه با مرجع [۱]، باعث کاهش بیشتر سطح نویز و افزایش دقت در استخراج مؤلفه‌های هدف می‌شود. همچنین مقایسه پارامترها و نتایج حاصل از روش پیشنهادی و روش قبلی پردازش رادار مورد بهینه‌سازی در جدول ۱ آمده است که نشان‌دهنده موفقیت روش پیشنهادی در افزایش دقت برد استخراجی در رادار موردنظر است.

نتیجه حاصل از پردازش سیگنال اکو هدف به روش پیشنهادی، متناظر با نتایج حاصل از شکل ۲۵، روی مانیتور رادار در شکل ۲۷ نشان داده شده است. در نمایشگر رادار تنها اطلاعات ۸۴۰ نقطه فرکانسی قابل نمایش است لذا اندیس به دست آمده در شکل ۲۵ (۷) قبل از ارسال به نمایشگر تقسیم بر دو می‌شود. در نمایشگر رادار اندیس فرکانسی صفر مربوط به بالاترین نقطه عمودی صفحه و اندیس ۸۴۰ مربوط به پایین‌ترین آن است.



شکل ۲۷: نمایش اطلاعات هدف بر روی نمایشگر رادار

با توجه به شکل ۲۷ یک هدف دور شونده در فاصله ۲۴ کیلومتری دیده می‌شود.

تصویر مجموعه تست پروژه در شکل ۲۸ دیده می‌شود.

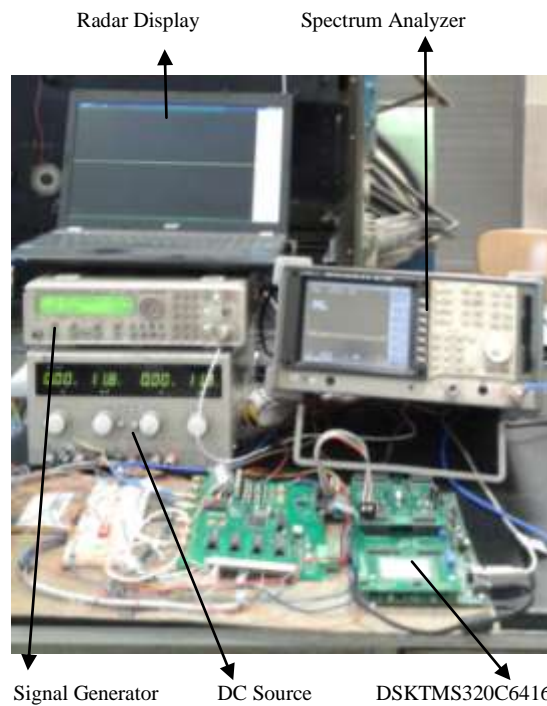
جدول ۱: مقایسه پارامترهای روش پیشنهادی و روش قبلی

ردیف	پارامتر	روش پیشنهادی	روش قبلی
۱	شکل و فرکانس موج مدوله‌کننده FM	مثلی - 150Hz	دنداناره‌ای - 75Hz
۲	فرکانس نمونه‌برداری ADC	304KHZ	304KHZ
۳	زمان تأخیر برای تعیین فاصله هدف	همزمان	تأخیر به اندازه یک دور گردش آنتن (۳ یا ۶ ثانیه)
۴	حداقل توان سیگنال در باند IF برای تشخیص هدف و استخراج سرعت تقریبی آن با احتمال $P_d=0.8$	-105 dBm	-100dBm
۵	حداقل توان سیگنال برای تعیین فاصله هدف با احتمال $P_d=0.8$	-100dBm	-84dBm

در جدول ۱، P_d احتمال آشکارسازی (detection) است.

سپاسگزاری:

با سپاس از گروه پژوهشی رادار دانشگاه اصفهان که با در اختیار قرار دادن امکانات و اجازه پیاده‌سازی روش پردازشی پیشنهادی بر روی رادار موردنظر ما را در راستای انجام این تحقیق یاری رساندند.



شکل ۲۸: مجموعه تست رادار

مراجع

- [۱۰] منیره کوشش و غلامرضا اکبری زاده، « الگوریتم Speckle باقابلیت حفظ لبه برای تصاویر سنجش از راه دور رادار روزنه ترکیبی با استفاده از تبدیل چند مقیاسه‌ی curvelet و آستانه گذاری وفقی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۵، شماره ۴، ۱۵۶-۱۵۹، زمستان ۱۳۹۴.
- [۱۱] حمید سعیدی سورک، عباس بریزی و امیر زعیم نصرت‌آبادی، « آشکارساز CFAR در حضور لبه کلاتر با استفاده از تبدیل موجک ایستان »، مجله پردازش سیگنال پیشرفته دانشگاه تبریز، جلد ۲، شماره ۱، ۱۸-۱۹، بهار و تابستان ۱۳۹۶.
- [12] X. Leng, K. Ji, K. Yang and H. Zou, "A Bilateral CFAR algorithm for ship detection in SAR images," IEEE Geoscientic and remote sensing letter, vol. 12, issue 7, July 2015.
- [13] Dsp development system, *TMS320C6416T DSK Technical Reference*, Texas Instrument, 2004.
- [14] Spru509F, *Code Composer Studio IDE Getting Started Guide*, Texas Instruments, May 2005.
- [15] S. Faruque, *Radio Frequency Modulation Made Easy*, Department of Electrical Engineering University of North Dakota Grand Forks, SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering, 2017.
- [1] W. Chang, L. Huan and L. Yubai, "A practical FMCW radar signal processing method and its system implementation" 6th International Conference on ITS Telecommunications Proceedings, no.9365119, China, June 2006.
- [2] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar System*, 3rd edition, McGraw-Hill Higher Education, 2005.
- [3] P. E. Johnston, J. R. Jordan, A. B. White, D. A. Carter, D. M. Costa and D. E. Ayers, "The NOAA FM-CW snow-level radar," Journal OF Atmospheric And Oceanic Technology, vol 34, no 2, February 2017.
- [4] B. R. Mahafza, *Radar System Analysis and Design Using MATLAB*, 3rd Edition, Chapman and Hall/CRC, 2013.
- [5] W. Sediono, "Methode of measuring doppler shift of moving targets using FMCW maritime radar," IEEE International Conference on Teaching, Assessment and Learning for Engineering (TALE), no 13887665, Indonesia, August 2013.
- [6] A. V. Oppenheim and R. W. Schfer, *Discrete-Time Signal Processing*, 3rd edition, Prentice Hall, 2010.
- [7] A. Girgis and F. M. Ham, "A qualitative study of pitfalls in the FFT," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-16, no.4, 1980.
- [8] W. Yao, Z. Teng, Q. Tang and Y. Gao, "Measurement of power system harmonic based on adaptive Kaiser self-convolution window" IET journals, vol 10, isuu 2, pp .390-398, September 2015.
- [۹] الهه قربانی، بررسی روش‌های استخراج فاصله در رادارهای FM/CW و ارتقاء دقت آن در شرایط سیگنال به نویز کوچک، کارشناسی ارشد، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ۵-۳۵، بهمن ۱۳۹۳.

زیرنویس‌ها

- ¹ Picket fence effect
² FFT
³ Frequency shift keying