

# واکاوی قابلیت‌های برتر رادارهای فرایپهن‌باند در آشکارسازی

## شناورهای تندروی کوچک

ابوالحسن رضاپور کورنده

عضو هیأت‌علمی دانشگاه افسری و تربیت پاسداری امام حسین (علیه‌السلام) و دانشگاه علوم و فنون دریایی امام خامنه‌ای (مدظله‌العالی) - دانشکده شناوری  
حضرت جوادالائمه (علیه‌السلام) - گروه ارتباطات و جنگال؛ Email: arezapourk@gmail.com

### چکیده

در رادارهای متداول با پهنای‌باند باریک، از یک سیگنال مدوله‌شده‌ی سینوسی با پهنای‌باند فرکانسی کوچک (کمتر از ۱۰ درصد فرکانس حامل) برای آشکارسازی و مسافت‌یابی هدف‌ها استفاده می‌شود. از مزیت‌های این نوع سیگنال، سهولت تولید شکل‌موج سینوسی خالص و قابلیت انتخاب فرکانس است. اما، چون نرخ اطلاعات ارسال‌شده در واحد زمان، بر اساس اصل شانون<sup>۱</sup> با پهنای‌باند فرکانسی سیگنال متناسب است، بکارگیری سیگنال باندباریک "NB"<sup>۲</sup>، قابلیت اطلاعاتی سیستم‌های رادیویی را محدود می‌سازد. بدین دلیل، برای افزایش اطلاعات سیگنال بازگشتی از هدف، یا باید پهنای‌باند فرکانسی سیگنال را توسعه داد و یا زمان دریافت اطلاعات (مدت‌زمان مشاهده‌ی هدف) را افزایش داد. اما، وقتی زمان مراقبت (مشاهده‌ی) هدف محدود است، راه‌حل دوم نامیسر می‌شود. ولی، با استفاده از تکنیک سیگنال فرایپهن‌باند "UWB"<sup>۳</sup> می‌توان پهنای‌باند سیگنال را افزایش داد. البته، باید توجه داشت که پردازش سیگنال‌های UWB برای ردگیری راداری و مراقبت هدف<sup>۴</sup> در مقایسه با رادارهای باندباریک بسیار متفاوت و با پیچیدگی محاسباتی بیشتری است. در این مقاله‌ی پژوهشی، در ابتدا، تفاوت‌های رادار فرایپهن‌باند با رادار باندباریک در شناسایی هدف‌ها بیان می‌گردد. سپس، به تفصیل مبنی بر تجزیه و تحلیل علمی تکنیک‌های پردازش سیگنال فرایپهن‌باند، قابلیت‌ها و محدودیت‌های این نوع رادار در مسافت‌یابی و آشکارسازی هدف‌ها، به ویژه هدف‌های متحرک کوچک دریایی (شناورهای تندرو) بررسی و ارایه می‌گردد. بر اساس استدلال‌های مطرح‌شده نشان داده شده است که رادارهای فرایپهن‌باند علی‌رغم قابلیت‌های بیشتر، بسته به اندازه و سرعت شناورهای تندرو و شرایط دریا دارای محدودیت‌هایی می‌باشند که از آنها برای پنهان ماندن هدف از دید این رادارها می‌توان استفاده کرد.

### واژه‌های کلیدی

رادار فرایپهن‌باند، آشکارسازی، رادار باندباریک، هدف متحرک کوچک، شناور تندرو.

## Investigating the superior capabilities of ultra wideband radars to detect small high speed crafts

Abolhasan Rezapour Kourandeh

Communication Group, Nave Department, Imam Khamenei University, Zibakenar, Guilan, Iran

### Abstract

For conventional narrow-band (NB) radars, a sinusoidal modulated signal with small frequency bandwidth (less than 10 percent of carrier frequency) is used for target detection and ranging. The merits of this type of signal are easy pure sinusoidal wave shape production and frequency selection capabilities. Since, based on Shannon principle, the information rate transmitted in time unit is proportional to signal frequency bandwidth, using narrow-band signal limits the information capability of radio systems. For this reason, to increase signal information, we should extend signal frequency bandwidth or increase the target surveillance (observation) time. When, the target observation time is limited, the second solution is impossible. But, we can use an ultra-wideband (UWB) signal for realizing the first solution. Of course, it is noticeable that UWB signal processing for target tracking is different from NB radars and has more numerical complexity. In this research

<sup>1</sup> Shannon principle

<sup>2</sup> Narrow Band

<sup>3</sup> Ultra Wide Band

<sup>4</sup> Tracking and surveillance

paper, first, the target detection differences between UWB and NB radars are explained. Then, based on scientific analysis of UWB signal processing techniques, the detection and ranging capabilities and limitations of UWB radars for moving small targets, specially high speed crafts, is analyzed and presented. According to achieved results, it is shown that depending on size and speed of high speed crafts and sea circumstances, UWB radars have limitations which we can use them to stealth our targets from radar detection.

### Keywords

Ultra-Wide Band (UWB) radar, detection, Narrow Band (NB) radar, Moving small target, High speed crafts.

### ۱- مقدمه

می‌دانیم که برای افزایش نرخ اطلاعات سیگنال برگشتی رادار، باید اندازه‌ی پهنای باند فرکانسی سیگنال راداری و یا زمان دریافت اطلاعات (رؤیت هدف راداری) را افزود. به‌خصوص، وقتی زمان رؤیت هدف راداری محدود است، مسئله‌ی اطلاعات هدف اهمیت بیشتری پیدا می‌کند. در رادارهای متداول باندمباریک، از یک سیگنال مدوله‌شده‌ی سینوسی با پهنای باند فرکانسی کوچک (کمتر از ۱۰ درصد فرکانس موج حامل) برای آشکارسازی و مسافت‌یابی هدف‌ها استفاده می‌شود [۱]. اما، در رادارهای فراپهن‌بند "UWB" با کاهش عرض پالس و به تبع آن کاهش عمق پالس<sup>۱</sup>، فضای مراقبت دقیق‌تر و حساس‌تر شده و محتوی اطلاعاتی سیگنال بیشتر می‌گردد (آشکارسازی جزئی‌تر می‌شود) [۲].

رادیوی فراپهن‌بند یک فناوری نوظهور با مشخصه‌های جذاب یگانه است که با تحقیقات حوزه‌های دیگری مانند ارتباطات بی‌سیم، رادار و مهندسی پزشکی ترکیب شده است. قبل از ۲۰۰۱م کاربردهای UWB عمدتاً به موارد نظامی محدود بود. از سال ۲۰۰۲م به تدریج FCC<sup>۲</sup> اجازه‌ی استفاده‌ی تجاری این پهنای باند را داد. در تنظیمات FCC محدوده‌ی پهنای باند UWB در آمریکا ۳/۱۰-۱/۶ GHz و در اروپا دو بازه‌ی ۳/۴-۴/۸ GHz و ۸-۶/۵ GHz می‌باشد. برای کاربری‌های بدون مجوز ارتباطات بی‌سیم UWB در باندهای فرکانسی محدود (۲/۴ GHz و ۵/۵-۷/۸ GHz) با سطوح چگالی طیف توان بسیار پایین متمرکز گردید [۳]. امروزه، فناوری فراپهن‌بند در بازه‌ی گسترده‌ای از کاربردهای تجاری و نظامی شامل رادار (۲۲-۲۷ GHz) و چندرسانه‌ای مورد استفاده است.

متداول‌ترین تعریف برای عبارت UWB از حوزه‌ی رادارهای UWB می‌آید و عبارت از شکل‌موج‌های الکترومغناطیسی است که پهنای باند نسبی<sup>۳</sup> آنها حدود ۰/۰-۲/۲۵ باشد [۴] یا پهنای باندی مساوی یا بزرگ‌تر از ۵۰۰ MHz را اشغال کند [۵] و یا هر ارسالی که پهنای باند آن در نقاط -۱۰ dB- طیف از ۲۵ درصد فرکانس مرکزی بیشتر باشد [۶]. به‌طور خلاصه، با نگاه کلی، ویژگی‌های زیر برای رادارهای UWB با طول سیگنال کاهش‌یافته وجود دارد [۷، ۸، ۹، ۱۰، ۱۱]:

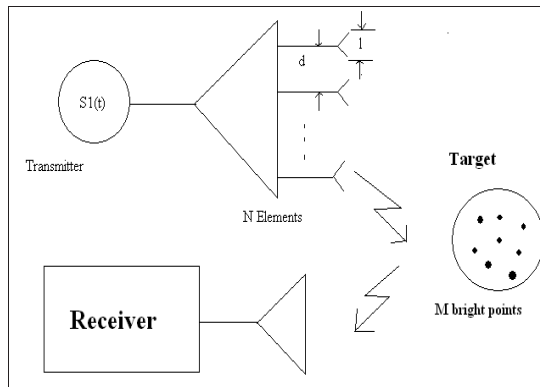
۱. به علت بهبود دقت اندازه‌گیری بُرد هدف در آنها، در تمام ابعاد (مختصات) وضوح راداری هدف بهتر می‌شود.
۲. چون از پردازش سیگنال بازگشتی، اطلاعاتی درباره‌ی اجزای جداگانه‌ی هدف به دست می‌آید، نوع و کلاس هدف‌ها قابل تشخیص می‌شود.
۳. چون در حجم پالس کوچک، سطح مقطع پراش منبع تداخل در مقایسه با سطح مقطع پراش هدف کاهش می‌یابد، تأثیرات تداخل غیرفعال راداری مانند باران، برف و نوارهای فلزی (چَف<sup>۴</sup>) در آنها کمتر می‌گردد.
۴. چون تأخیر زمانی دریافت سیگنال‌های اصلی (دید مستقیم) و انعکاسی (بازگشتی از هدف‌های کم‌ارتفاع و سطح دریا) ناچیز است، پایداری مشاهده‌ی این هدف‌ها افزایش می‌یابد.
۵. در این رادارها، به علت حذف ساختار گلبرگ دوم تشعشعی هدف، با افزایش احتمال آشکارسازی و بهبود پایداری مشاهده‌ی هدف، سطح مقطع راداری یکنواخت‌تری به دست می‌آید.
۶. با تغییر مشخصات سیگنال فراپهن‌بند تشعشعی، الگوی تشعشعی (پترن) آنتن باریک‌تر می‌گردد.

$$B_f \text{ تعریف: } B_f = 2(f_H - f_L)/(f_H + f_L)$$

<sup>۴</sup> Chaff

<sup>۱</sup> Pulse depth

<sup>۲</sup> Federal Communications Commission



شکل (۱): تغییرات شکل موج سیگنال رادار فرایه‌بند در حین ارسال تا دریافت.

این تغییرات به ترتیب زیر بیان می‌شوند:

۱. اولین تغییر شکل موج سیگنال UWB؛ یعنی  $S_2(t)$  (رابطه‌ی (۱))، در حین تشعشع پالس رخ می‌دهد. زیرا شدت میدان الکترومغناطیسی تشعشع یافته متناسب با مشتق جریان تغذیه‌ی آنتن تغییر می‌کند.

$$S_2(t) = \frac{d}{dt} S_1(t) \quad (1)$$

۲. دومین تغییر؛ یعنی  $S_3(t)$  (رابطه‌ی (۲))، وقتی رخ می‌دهد که طول پالس‌ها؛ یعنی « $C\tau_k$ » از اندازه‌ی خطی المان تشعشعی آنتن ( $l$ ) کوچک‌تر باشند (یعنی،  $C\tau_k < l$ ).

$$S_3(t) = \sum_{k=1}^K \frac{d}{dt} S_1(t + \tau_k) \quad (2)$$

که  $C$  سرعت انتشار موج و  $\tau_k$  عرض پالس  $k$ ام است. در این صورت، یک پالس یگانه، به رشته‌ای از  $K$  پالس که با فاصله‌های زمانی  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{K-1}$  از هم قرار دارند، تقسیم می‌شود ( $K$  نمایانگر تعداد ناپیوستگی است).

۳. سومین تغییر شکل موج؛ یعنی  $S_4(t)$  (رابطه‌ی (۳))، وقتی رخ می‌دهد که سیگنال به وسیله‌ی آنتن آرایه‌ای متشکل از  $N$  المان تشعشعی به فاصله‌های  $d$  از هم انتشار می‌یابد.

$$S_4(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{d}{dt} S_1(t + \tau_k + \frac{d_n}{C} \sin \theta) \quad (3)$$

سیگنال هر المان به اندازه‌ی  $(d/C) \sin \theta$  تغییر فاز می‌یابد ( $\theta$  زاویه‌ی بین راستای عمود بر آرایه و راستای انتشار موج است).

۴. چهارمین تغییر شکل موج؛ یعنی  $S_5(t)$  (رابطه‌ی (۴))، در اثر پراش موج از سطح هدف رخ می‌دهد.

۷. نقاط کور یا ناحیه‌ی مُرده راداری<sup>۱</sup>، در این نوع سامانه کاهش می‌یابد.

۸. به علت سخت‌تر بودن آشکارسازی سیگنال فرایه‌بند، خاصیت پنهان‌کاری (LPI)<sup>۲</sup> رادار افزایش می‌یابد.

در منابع، کمتر مطلبی در خصوص مقایسه‌ی موضوعی بین رادارهای فرایه‌بند و رادارهای باندباریک در آشکارسازی اهداف کوچک متحرک یافت می‌شود. از جمله، در مرجع [۱۲] یک الگوریتم ترکیبی تحت عنوان MBT-MHT<sup>۳</sup> برای آشکارسازی اهداف کوچک سطحی و هوایی در رادارهای مراقبت ارائه شده است، لیکن مقایسه‌ی انجام نشده است. به همین دلیل، در این پژوهش، به‌ویژه موضوع فوق واکاوی شده و نتایج آن ارائه شده است.

در ادامه‌ی این قسمت، در زیربخش بعدی، موارد فنی این ویژگی‌ها با دقت بیشتر و با ارایه‌ی روابط و نمودارها مورد بررسی قرار می‌گیرد.

## ۱-۱- چگونگی تفاوت رادارهای فرایه‌بند با رادارهای متداول باندباریک

عموماً، سیگنال رادارهای متداول باندباریک با شکل موج سینوسی خالص (مانند، رادارهای موج پیوسته) یا سینوسی مدوله‌شده (مانند، رادارهای FMCW)<sup>۴</sup>، در طی فرایند ارسال و دریافت، فقط از نظر دامنه و فاز تغییر می‌کند. اما سیگنال رادارهای فرایه‌بند، در حین همه‌ی مراحل ارسال، انعکاس از هدف و دریافت در گیرنده، تغییرات بیشتری پیدا می‌کند (شکل (۱)) [۱۳].

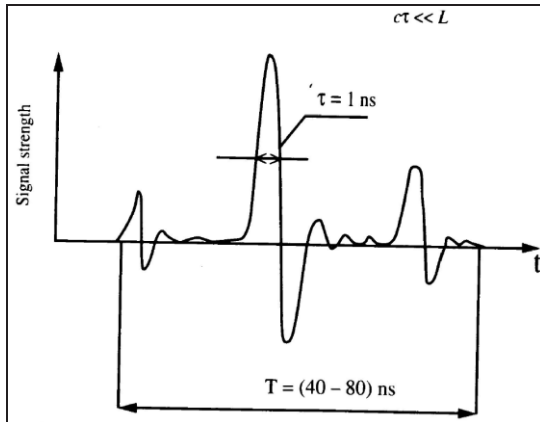
<sup>1</sup> Radar dead zone

<sup>2</sup> Low Probability Intercept

<sup>3</sup> Multi Hypothesis Tracking-Model Based Tracking

<sup>4</sup> Frequency Modulated Continuous Wave

یکی از مهم‌ترین مسائل رادارهای UWB، توسعه‌ی روش‌های پردازش سیگنال برای بیشینه‌سازی نسبت سیگنال به نویز در آشکارسازی سیگنال UWB می‌باشد.



شکل (۳): یک سیگنال UWB با وضوح بالای برگشتی از هدفی با سه پراکنده‌ی مختلف.

در ادامه‌ی مقاله، در بخش ۲، چگونگی اثرگذاری متقابل شکل موج سیگنال UWB و مشخصه‌های پرتوافکنی آنتن و در بخش ۳، سطح مقطع راداری هدف با سیگنال‌های UWB بررسی می‌شوند. مشخصه‌های پالس ویدیویی کوتاه رادارهای UWB در بخش ۴ و روش‌های آشکارسازی مشخصه‌ی سیگنال‌های رادارهای UWB، آشکارسازهای بهینه‌ی سیگنال‌های رادار UWB و جزئیات مهم دیگری در بخش ۵ مورد بحث قرار داده می‌شوند. و در نهایت، در بخش ۶ نتیجه‌گیری مقاله ارائه می‌گردد.

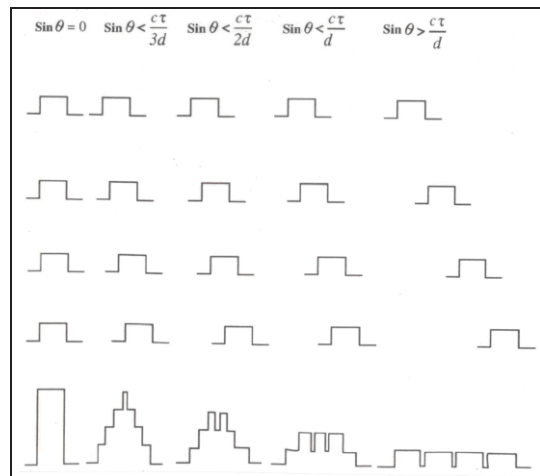
## ۲- چگونگی اثرگذاری متقابل شکل موج سیگنال UWB و مشخصه‌های پرتوافکنی آنتن

در شکل (۲) دیده شد که سیگنال UWB بر اساس زاویه‌ی  $\theta$  از نظر دامنه و طول پالس تغییر شکل می‌دهد، لیکن انرژی همه یکسان است. پترن جهتی (DP) آنتن در UWB هم برای قله (پیک) و هم متوسط توان اندازه‌گیری می‌شود. این پترن جهتی فقط در حین تشعشع به وجود می‌آید؛ یعنی پترن آنتن، لحظه‌ای است.

$$P(\theta) = \sum_{m=-(N-1)}^{m=N-1} (N-m) P_1 \delta(\theta - \theta_m) \quad (5)$$

$$S_5(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \int \frac{d}{dt} S_1(t + \tau_k + \tau_m + \frac{d_n}{C} \sin \theta) \times h_m(t - \tau_m - \tau_k) dt \quad (4)$$

در اینجا، هدف شامل  $M$  المان پراش محلی یا نقاط درخشان (پراکنده‌ها)<sup>۱</sup> می‌باشد. اگر نقاط درخشان هدف در طول  $L$  به فاصله از هم قرار داشته باشند، به نحوی که  $C\tau_k \ll L$  باشد، حداقل  $M$  پالس انعکاسی مجزا از پالس UWB ارسالی به وجود می‌آید که تأخیر زمانی  $\tau_m$  و پاسخ پالس المان  $h_m$  در رابطه با هر نقطه‌ی درخشان در نظر گرفته می‌شود. تغییرات شکل پالس میدان دور در زوایای مختلف  $\theta$  در شکل (۲) نشان داده شده است. مشاهده می‌گردد که ترکیب پالس‌های مربع‌شکل تشعشع‌یافته از چهار المان آنتن در زوایای مختلف  $\theta$ ، شکل متفاوتی با پالس ویدیویی مستطیل شکل ارسالی دارند. ۵. تغییر پنجم در حین انتشار سیگنال از میان اتمسفر رخ می‌دهد، زیرا تضعیف‌های گوناگونی در باندهای فرکانسی متفاوت به وجود می‌آید.



شکل (۲): شکل موج‌های میدان دور رادار UWB در زاویه‌های مختلف  $\theta$  با آنتن آرایه‌ای چهار المانی.

۶. تغییر ششم در حین دریافت سیگنال به وجود می‌آید، زیرا المان‌های آرایه‌ی آنتن که در آنها جریان القایی پدید می‌آید، در فاصله‌های مختلف از هدف قرار دارند. البته، ممکن است علاوه بر تغییرات فوق، شکل موج در حین پردازش آشکارسازی هدف به صورت رادیکالی هم تغییر نماید.

در شکل (۳)، یک سیگنال واقعی UWB دریافت شده نشان داده شده است. بنابر بحث‌های فوق،

<sup>2</sup> Directional Pattern

<sup>1</sup> Scatters

نتایج اصلی از تجزیه و تحلیل چگونگی اثرگذاری متقابل شکل موج سیگنال UWB و مشخصه‌های پرتوافکنی آنتن عبارتند از [۱۴، ۱۵]:

۱. پترن جهتی آنتن برای سیگنال UWB تابعی از زمان-فضا (فرکانسی-فضایی) می‌باشد که مشخصه‌های آن هم به هندسه‌ی یک آنتن و هم به فراسنجه‌های<sup>۲</sup> سیگنال وابسته است.

۲. پهنا و شکل پترن جهتی آرایه‌ی تشعشع‌کننده‌های سیگنال UWB، به وسیله‌ی شکل موج و طول یک پالس ویدیویی تشعشع‌یافته، اندازه و فاصله‌ی تشعشع‌کننده‌ها و همچنین، به وسیله‌ی شکل DP تشعشع‌کننده‌ی آرایه‌ی آنتن تعیین می‌گردد.

۳. وقتی سیگنال UWB تشعشع می‌یابد، اثرات تداخلی ذاتی سیگنال‌های باند باریک ظاهر نمی‌شود. این ویژگی به حذف گلبرگ‌ها در ساختار DP منجر می‌شود. در این حالت، افزایش فاصله‌ی بین المان‌های آرایه اجازه‌ی ساخت DP بی‌نهایت باریک را می‌دهد بی‌آنکه انکسار (شکست) اضافی بیشینه شود یا افزایش یابد.

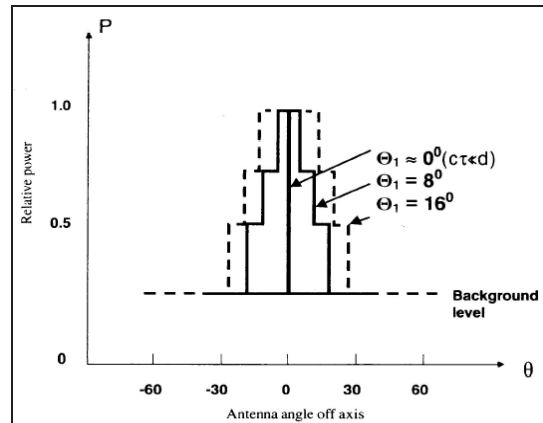
۴. ضریب جهت‌دهندگی و سطح مقطع مؤثر آنتن‌ها با استفاده از سیگنال‌های UWB توابعی از زمان و شکل موج سیگنال هستند.

### ۳- سطح مقطع راداری هدف با سیگنال‌های UWB

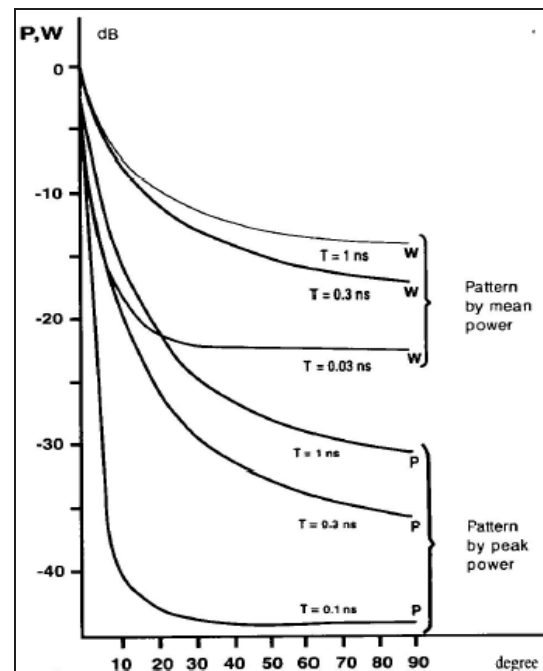
یکی از پیچیده‌ترین مسایل در استفاده از سیگنال‌های UWB، انعکاس سیگنال از هدف‌ها و سطح مقطع پراش هدف است. رابطه‌ی سطح مقطع راداری هدف به صورت  $\sigma = 4\pi R^2 (E_s^2 / E_0^2)$  تعریف می‌شود که  $E_0$ ،  $R$  و  $E_s$  به ترتیب فاصله‌ی هدف تا آنتن، دامنه‌ی شدت میدان تابیده‌شده به هدف (در محل هدف) و دریافت‌شده از هدف (در محل آنتن) است. به طور کلی، هدف متشکل از نقاط انعکاس مستقل از یکدیگر در نظر گرفته می‌شود. البته، این فرض همیشه درست نیست، زیرا ممکن است نقاط درخشان هدف روی هم سایه داشته باشند و انعکاسات چندگانه و متوالی بین آنها وجود داشته باشد و اثر متقابل بین آنها قابل اغماض نباشند.

در رادارهای NB با هدفی به طول  $L$  ( $C\tau_{NB} \geq L$ )، انعکاس‌ها از نقاط درخشان، مشابه و هارمونیک هستند. در حالی که در رادارهای UWB ( $C\tau_{UWB} \leq L$ )

در شکل‌های (۴) و (۵)، به ترتیب ترسیم یک پترن نمونه به ازای  $N = 4$  و پترن جهتی یک آنتن با  $N > 100$  و طول پالس‌های مختلف نشان داده شده‌اند. همه‌ی دیگرام‌ها نرمالیزه شده هستند. توجه کنید که عرض پرتو<sup>۱</sup> به عرض پالس وابسته است و تشعشع کناری از یک آرایه، زمینه‌ی یکسانی را ارائه می‌دهد که مشخصه‌ی گلبرگ‌های کناری آنتن‌های باندباریک را ندارد.



شکل (۴): پترن جهتی برای یک آرایه‌ی آنتن چهار المانی با شکل موج پالس UWB مستطیل شکل.



شکل (۵): پترن جهتی توان قله و متوسط یک آنتن چندالمانی با بیش از ۱۰۰ تشعشع‌کننده و طول پالس‌های ویدیویی مختلف UWB.

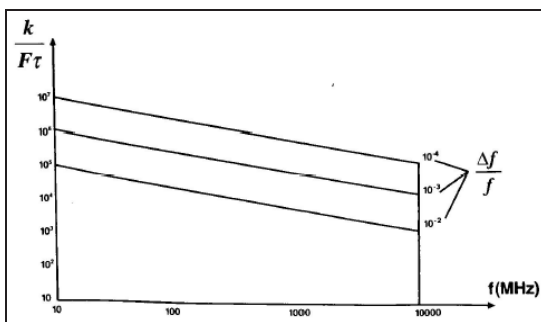
<sup>۲</sup> Parameters

<sup>۱</sup> Beam width

دامنه‌ی قابل توجهی ندارد). به عبارت دیگر، حدود یک‌هزارم توان UWB توسط رادار NB جذب می‌شود (تضعیف حدود ۶۰ dB). پس تداخل ناشی از یک رادار NB مشابه، روی رادار NB، حدود ۱۰۰۰ برابر بیشتر از تداخل رادار UWB روی رادار NB است.

در صورتی که چند رادار UWB با هم کار کنند، برای جلوگیری از تداخل لازم است این رادارها به صورت سنکرون با TDM<sup>۲</sup> به کار روند.

یک رادار NB دارای ثابت زمانی بلند با فرکانس مرکزی و پهنای باند کوچک تعریف می‌شود. نمودار شکل (۶)، عامل تضعیف ( $K$ ) تداخل رادار NB (با فرکانس حامل  $f$  و پهنای باند  $\Delta f$ ) بر روی رادار UWB (با پهنای باند فرکانسی  $F$  و عرض پالس  $\tau$ ) را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که هرچه  $f$  بزرگ‌تر و نسبت  $\Delta f / f$  کوچک‌تر باشد،  $K$  بزرگ‌تر است.



شکل (۶): عامل تضعیف ( $K$ ) تداخل رادار NB بر روی رادار UWB.

سیگنال‌های UWB با عرض پالس کوتاهی که از ثابت زمانی رادار NB بسیار کوتاه‌تر هستند، تضعیف می‌شوند.

☒ اگر در رایانه‌ی رادار UWB، مختصات ایستگاه راداری UWB تداخل‌کننده محاسبه شود، با حذف آن می‌توان آشکارسازی هدف را بهبود بخشید. محاسبه نشان می‌دهد که برای توان قله‌ی 1MW، ناحیه‌ی تداخل از 70~80 Km تجاوز نمی‌کند. اگر رادار NB روی رادار UWB تداخل کند، مسئله جدی و مهم است و مشکل اساسی می‌باشد.

وقتی هدف هوایی باشد، رادارهای UWB از تداخل امواج ناشی از منابع طبیعی و مصنوعی (ساخته‌ی بشر)

انعکاس‌ها در بازه‌ی زمانی  $T = L / C$  دریافت می‌شوند که هم از نظر شکل و هم از نظر دامنه به زمان وابسته هستند. نشان داده می‌شود  $\sigma_{UWB} \geq \sigma_{NB}$  است [۱۳]. دو عامل، تبدیل سیگنال UWB مُنعکسه از هدف را تعیین می‌کنند:

۱. عامل اول به هندسه و جهت یک هدف بستگی دارد و یک پالس ویدیویی منتشره را به خوشه‌ای از پالس‌های ویدیویی مُنعکسه تبدیل می‌کند.

۲. عامل دوم به اختلاف شکل موج یا طیف یک سیگنال بستگی دارد و از مشخصه‌ی پاسخ پالس این المان تشعشعی ناشی می‌شود. این مشخصه به تغییر شکل موج یک پالس ویدیویی تکین در خوشه‌ی پالس مُنجبر می‌گردد.

سطح مقطع راداری هدف در UWB، وابسته به زمان است و از سطح مقطع راداری هدف رادارهای NB بزرگ‌تر می‌شود. این ویژگی به دریافت مطمئن‌تر و پایدارتر سیگنال‌های انعکاس یافته کمک می‌کند.

در رادارهای UWB، ضریب جهت‌دهندگی  $G$ ، سطح مؤثر آنتن  $A$  و سطح مؤثر راداری هدف  $\sigma_{UWB}$ ، تابع فراسنجه‌های سیگنال و زمان هستند، یعنی غیرساکن می‌باشند:

$$R(S, t) \leq \sqrt[4]{\frac{EG(\theta, \varphi, S, t) \sigma_{UWB}(t) A(\theta, \varphi, S, t)}{4\pi^2 \rho q N_0}} \quad (۶)$$

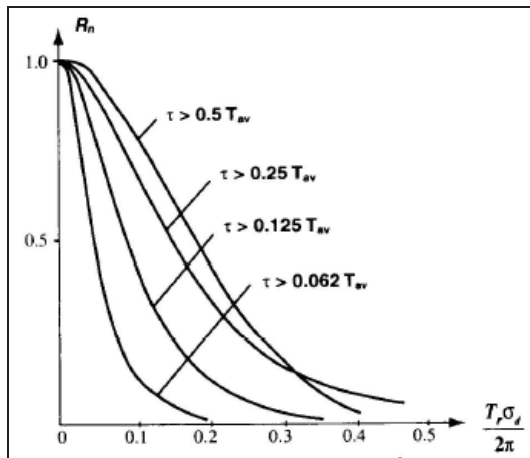
در رابطه‌ی فوق،  $E$  انرژی سیگنال تشعشعی،  $\rho$  تلفات کل سیستم رادار،  $q$  مقدار سیگنال به نویز آستانه و  $N_0$  چگالی طیف قدرت نویز است.

تلفات در رادار UWB بیشتر از NB است؛ به عنوان نمونه، تلفاتی که آنتن به علت حذف فرکانس‌های پایین‌تر طیف سیگنال ایجاد می‌کند و به علت عدم تطبیق این سیگنال با پاسخ فرکانسی آنتن ایجاد می‌شود. اندازه‌ی تلفات تا 10~12 dB هم می‌رسد.

وقتی سیگنال UWB با رادار NB به کار رود، فقط قسمت کمی از طیف فرکانسی UWB وارد سیستم گیرنده‌ی NB می‌شود، زیرا پهنای باند عبور NB ( $1 / \Delta f$ )، بسیار کمتر از UWB است (از مرتبه‌ی ۳)، یعنی طول پالس NB در مقایسه با UWB حدود ۱۰۰۰ برابر بزرگ‌تر است. لذا، مقدار جمینگ<sup>۱</sup> ناشی از ورود پالس UWB به گیرنده‌ی NB کم و قابل توجه نیست

<sup>۲</sup> Time Division Multiplexing

<sup>۱</sup> Jamming



شکل (۷): نمودار تابع همبستگی نرمالیزه شده‌ی جمینگ غیرفعال ( $R_n$ ) به ازای  $\tau$  های مختلف بر حسب  $T_{av} \sigma_d / (2\pi)$ .

انتخاب هدف متحرک به طول پالس و تأثیرات نسبت‌های سیگنال به تداخل در خروجی سیستم بستگی دارد. شکل (۸) وابستگی نسبت سیگنال به تداخل ( $Q$ ) خروجی سیستم IPC-1 و IPC-2<sup>۵</sup> را روی پالس‌های UWB ( $\tau_i$ ) در زمان‌های مختلف تناوب تکرار پالس ( $T_r$ ) نشان می‌دهد. مقدار  $Q$  به  $Q_0$  نرمالیزه شده است ( $Q_0$  نسبت سیگنال به تداخل در حالت  $\tau_i = T_{av}$  و  $0.1 = \sigma_d T_r / (2\pi)$  می‌باشد).

متأثر می‌شوند. اگر حجم پالس کوچک باشد (یعنی، اگر  $(C\tau/2) \leq V_R T_r$ ، عرض پالس،  $C$  سرعت نور،  $V_R = 1/PRF$  و  $T_r = 1/PRF$  سرعت شعاعی هدف است)، رادار UWB بدون استفاده از اثر دوپلر می‌تواند هدف‌های متحرک را از هدف‌های ثابت ساکن جدا کند.

برای جداسازی هدف‌های متحرک از هدف‌های ثابت ساکن، از روش تفریق دوره‌ای میان‌گذاری شده (IPS<sup>۶</sup>) استفاده می‌شود. سیستم جبران دوره‌ای میان‌گذاری شده (IPC<sup>۷</sup>)، سرعت هدف را بدون ابهام اندازه‌گیری می‌کند. در IPC حداقل سرعت شعاعی هدف باید  $V_{R,min} = C\tau / (2T_r)$  باشد. یکی از مشخصات اصلی تداخل غیرفعال که کارایی و مؤثر بودن سیستم انتخاب هدف متحرک (MTS<sup>۸</sup>) را اندازه می‌گیرد، تابع همبستگی انعطاف تداخل است. سیگنال‌های دوپلر یک هدف متحرک موجب جمینگ یا تداخل غیرفعال خواهند شد. نمودار تابع همبستگی نرمالیزه شده‌ی جمینگ غیرفعال ( $R_n$ ) به ازای  $\tau$  های مختلف بر حسب  $T_{av} \sigma_d / (2\pi)$  در شکل (۷) نشان داده شده است.  $T_{av}$  زمان تناوب نوسان طیف فرکانسی متوسط و  $\sigma_d$  انحراف استاندارد فرکانس دوپلر تداخل است). به طور فیزیکی، با کاهش طول پالس  $\tau$ ، فرکانس میانه‌ی طیف افزایش می‌یابد. در نتیجه، تداخل غیرفعال متحرک محدود می‌گردد که خود کارایی MTS را کم می‌کند. به عبارت دیگر، با کاهش طول پالس، حجم پالس کاهش می‌یابد و متناوباً قدرت تداخل غیرفعال تضعیف می‌گردد.

خلاصه اینکه؛ اولاً، تقلیل حجم پالس (یعنی، کاهش توان تداخل غیرفعال) و ثانیاً، افزایش در ناهمبسته کردن تداخل غیرفعال (یعنی، کاهش در ضریب فشرده‌سازی MTS)، دو عامل متضاد در کاهش طول پالس هستند که در تحلیل تداخل رادار UWB بایستی در نظر گرفته شوند.

<sup>5</sup> Single and twice interleaved periodic compensation

<sup>1</sup> Pulse Repeating Frequency

<sup>2</sup> Interleaved Periodic Subtraction

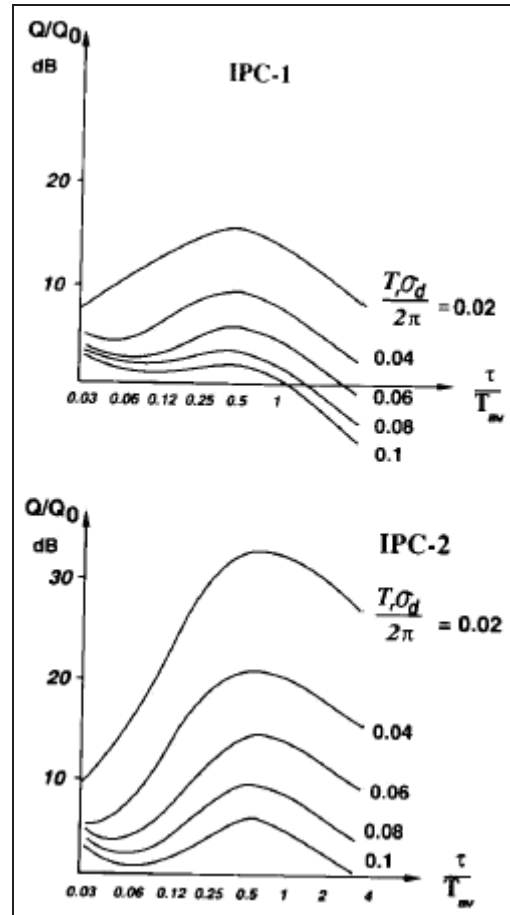
<sup>3</sup> Interleaved Periodic Compensation

<sup>4</sup> Moving Target selection

این تذکر لازم است که با کاهش نسبی عرض طیف تداخل غیرفعال ( $\sigma_d T_r / 2\pi$ )، مکان کمینه به طرف چپ (یعنی  $\tau$  کوچک‌تر) جابجا می‌شود. این بدین معنی است که با کاهش عرض طیف دوپلر تداخل و افزایش فرکانس تکرار پالس، ناهمبستگی کامل تداخل با طول سیگنال کوتاه‌تر رخ خواهد داد. در بین دو حد (کمینه و بیشینه) برای یک تداخل غیرفعال ثابت، کاهش طول پالس تأثیری در کارایی MTS نخواهد داشت. بنابراین، کاربرد MTS با توجه به سیگنال UWB، با تداخل‌های باند باریک‌تر (هدف‌های محلی) در رادار با فرکانس تکرار پالس بالاتر (بردهای کوچک) به مصلحت است.

#### ۴- مشخصه‌های پالس ویدیویی کوتاه رادارهای UWB

یکی از مشخصه‌های خاص رادار UWB با پالس‌های ویدیویی کوتاه به عرض  $\tau$ ، تلفات اضافی انرژی است. نکته آن است که اولاً، هر آنتنی نمی‌تواند پایین‌تر از یک فرکانس  $f_{\min}$  معینی، انرژی الکترومغناطیسی را تشعشع نماید. ثانیاً، طیف فرکانسی هر پالس ویدیویی در فرکانس صفر دارای بیشینه مقدار خود است و انرژی عمده‌ی پالس در محدوده‌ی فرکانسی  $\Delta f$  که به یک  $f_{\max}$  محدود است، قرار می‌گیرد که  $f_{\max}$  در اطراف صفر اول تابع طیف فرکانسی می‌باشد. از این رو، به نظر می‌رسد طیف تشعشعی آنتن و طیف انرژی سیگنال با هم منطبق نباشند. پس جزئی از انرژی که در خارج باند تشعشعی آنتن قرار دارد از دست خواهد رفت. این حقیقت در شکل (۹) برای یک آنتن دوقطبی هرتز (دایپل) به طول  $l$  و پالس مستطیلی S نشان داده شده است. از روی شکل مشاهده می‌شود که طیف آنتن به سیگنال، شبیه یک فیلتر بالاگذر است. بنابراین، آنتن‌ها یک عامل اساسی در به وجود آمدن تلفات در ارسال سیگنال‌های UWB هستند.



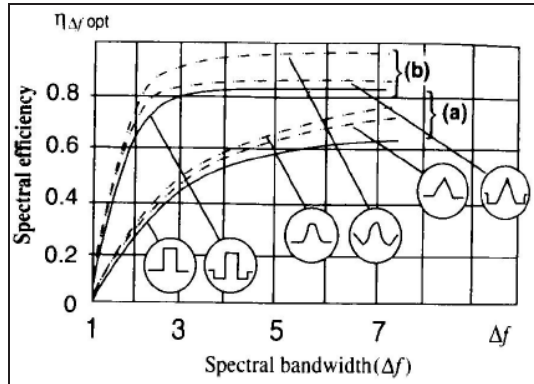
شکل (۸): نمودارهای وابستگی نسبت سیگنال به تداخل ( $Q$ ) خروجی سیستم IPC-1 و IPC-2 روی پالس‌های UWB ( $\tau_i$ ) در زمان‌های مختلف تناوب تکرار پالس ( $T_r$ ) ( $T_r = T_{av}$ ) و  $\sigma_d T_r / (2\pi) = 0.1$ .

از روی نمودارها مشاهده می‌گردد که دو حد (کران) وجود دارد و مقدار بیشینه در طول پالس‌های  $\tau_i = 0.5T_{av}$  رخ می‌دهد. در حالت  $\tau_i > 0.5T_{av}$  عامل اول غالب است و در حالت  $\tau_i < 0.5T_{av}$  عامل دوم غالب است. در حالتی که  $\tau_i$  کاهش بیشتری یابد، MTS نفوذ و تأثیر مصنویت تداخل را متوقف می‌سازد، زیرا ناهمبستگی تداخل رخ می‌دهد و فقط عامل اول باقی می‌ماند؛ یعنی، کاهش حجم پالس. سپس، یک بار دیگر سطح تداخل کاهش می‌یابد و  $Q$  افزایش می‌یابد. از این رو، محل حد دوم (کمینه) به ناهمبستگی کامل تداخل در غیاب انتخاب سرعت بستگی دارد.

برای حذف‌کننده‌ی مؤثر IPC-2، این قواعد به صورت مجزاتری ارائه می‌شوند، زیرا خواص همبستگی تداخل حساس‌تر می‌باشد.

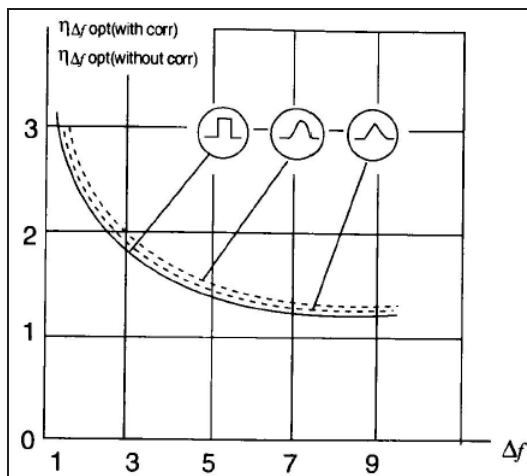


سیگنال به دست آمده در  $f < f_{min}$  بسیار کمتر از سیگنال  $S_1(f)$  می‌گردد. در حالی که در  $f > f_{min}$  طیف سیگنال اولیه تقریباً دست‌نخورده باقی می‌ماند. در شکل (۱۰)، منحنی‌های (b) به سه شکل موج ساده‌ی مستطیلی، زنگ‌شکل و مثلثی مربوط می‌باشند که به عنوان شکل پالس اصلاح‌کننده استفاده شده‌اند. دیده می‌شود که حالت بهینه مربوط به زنگوله‌ای شکل می‌باشد.

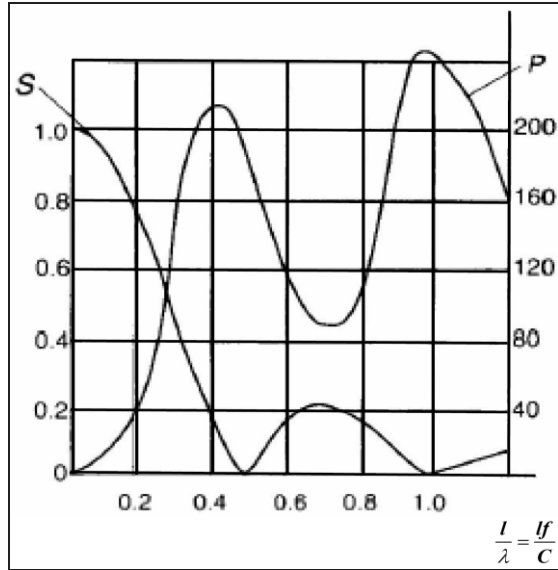


شکل (۱۰): (a) - پالس‌های ویدیویی تک‌قطبی با مؤلفه‌های فرکانسی پایین که به خوبی از طریق آنتن منتشر نمی‌شوند. (b) - شکل موج تصحیح‌شده با فرکانس‌های پایین حذف‌شده و کارایی طیفی و بازدهی افزایش یافته.

در شکل (۱۱)، تأثیر استفاده از پالس اصلاح‌کننده بر حسب  $\Delta f$  روی  $\eta_{\Delta f, opt}$  نشان داده شده است. دیده می‌شود که با افزایش  $\Delta f$  این تأثیر کم می‌شود، به طوری که از مقدار ۲ برای  $\Delta f = 3$  به  $1/2$  در  $\Delta f = 10$  می‌رسد.



شکل (۱۱): بستگی ضریب کارایی طیفی پالس‌های کوتاه ویدیویی با و بدون پالس‌های اصلاح‌کننده.



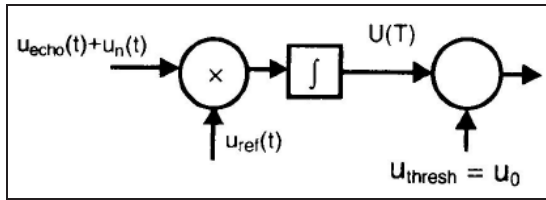
شکل (۹): نمودار پاسخ فرکانسی تشعشی یک آنتن دایپل و سیگنال UWB مستطیلی. آنتن فقط مؤلفه‌های فرکانس بالای انرژی سیگنال را عبور می‌دهد.

کارایی طیف  $(\eta_{\Delta f})$  برای محاسبه‌ی این تلفات تعریف می‌شود و جزئی از کل تلفات وسیله‌ی ارسال را شامل می‌گردد. این پارامتر سهم نسبی انرژی‌ای را که در باند کار آنتن واقع می‌شود، تعیین می‌کند؛ یعنی،  $\eta_{\Delta f} = W_{\Delta f} / W_S$  ( $W_S$  کل انرژی پالس و  $W_{\Delta f}$  انرژی آن قسمت از طیف پالس است که در باند فرکانسی گذر آنتن واقع می‌شود).

برای پالس‌های تک‌قطبی، تلفات طیفی بیشتر حائز اهمیت است و می‌توان با انتخاب یک طول پالس بهینه  $(\tau_{opt})$  به ازای هر شکل موج، در باند فرکانسی داده‌شده، تلفات را کاهش داد و  $\eta_{\Delta f, opt}$  را به دست آورد.

در شکل (۱۰)، منحنی «a» وابستگی  $\eta_{\Delta f, opt}$  به  $\Delta f$  برای پالس‌های تک‌قطبی ساده (سه عدد) را نشان می‌دهد؛ یعنی، شکل موج‌های مستطیلی شکل، زنگوله‌ای شکل<sup>۱</sup> و مثلثی شکل. برای تمام پالس‌های در نظر گرفته‌شده در  $\Delta f < 3$ ، بیشینه‌ی بازدهی  $\eta_{\Delta f, max} < 50\%$  می‌باشد که کارایی یک رادار را بدتر می‌کند. بازدهی را می‌توان با استفاده از یک پالس اصلاح‌کننده  $u_2(t)$  بهتر نمود. بدین صورت که با تفریق  $u_2(t)$  از پالس تک‌قطبی اولیه‌ی  $u_1(t)$  در حوزه‌ی فرکانسی (یعنی:  $S_{\Sigma}(f) = S_1(f) - S_2(f)$ ) انرژی

<sup>۱</sup> Bell-shaped



شکل (۱۳): نمودار بلوکی پردازش همبستگی مرسوم (متداول).

سیگنال دریافتی در سیگنال مرجع ضرب شده، در بازه  $[0, T]$  انتگرال گیری می گردد، یعنی:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) u_{ref}(t) dt$$

که  $N_0$  چگالی توان طیف نویز است (بر حسب W/Hz). اگر  $u(t) > u_0$  باشد، هدف آشکار می گردد. سطح سیگنال آستانه‌ی (ترشلد)  $u_0$  به چگالی احتمال نویز بستگی دارد و در غیاب سیگنال پژواک تعیین می گردد:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_n(t) u_{ref}(t) dt = u_0 \quad (9)$$

سطح آستانه به  $T$  هم بستگی دارد. هرچه  $T$  بزرگ تر باشد، سطح آستانه افزایش خواهد یافت. اگر پهنای باند گیرنده به طول انتگرال گیری منطبق گردد، این وابستگی از بین می رود. در حالت کلی:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \left[ \int_0^T u_{ref}(t) u_{echo}(t) dt + \int_0^T u_{ref}(t) u_n(t) dt \right] \quad (10)$$

نیز احتمال هشدار اشتباه (FA) و احتمال آشکارسازی با فرض توزیع نرمال با میانگین صفر و انحراف معیار معین  $\sigma$  برای نویز چنین به دست می آید:

$$F = \int_{u_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du, \quad (11)$$

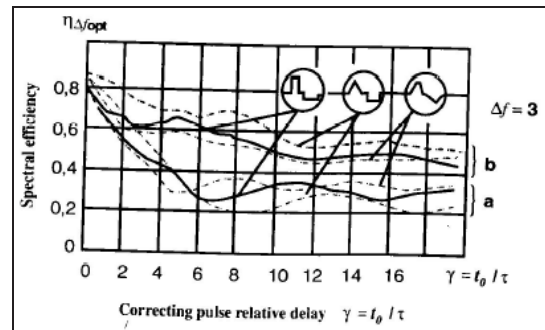
$$D = \int_{u_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(u-s)^2}{2\sigma^2}} du$$

که  $K$  چگالی توان سیگنال پژواک است. اگر

انتقال پالس اصلاح کننده در زمان می تواند کارایی سیستم را بهتر کند. در حالت کلی، ممکن است پالس  $u_2(t)$  نسبت به  $u_1(t)$  کمی از نظر زمانی انتقال داده شود (به اندازه‌ی  $t_0$ )، یعنی:

$$S_{\Sigma}(f) = [S_1^2(f) - 2S_1(f)S_2(f) \times \cos(2\pi f t_0) + S_2^2(f)]^{1/2} \quad (7)$$

نتیجه‌ی این تغییر در شکل (۱۲) نشان داده شده است که در آن  $\gamma = t_0 / \tau$ ، تأخیر نسبی سیگنال اصلاح کننده است. نمودارهای الف (a) برای حالت پارامترهای ثابت اصلاح و نمودارهای ب (b) برای حالت پارامترهای وابسته به  $\gamma$  است. دیده می شود که اگر  $\gamma > 1.5$  باشد (یعنی حالت غیر هم پوشان)،  $\eta_{\Delta f, opt}$  کاهش می یابد و از مقدار آن در  $\gamma = 0$  کمتر می گردد. ولی در عین حال، از حالت غیر اصلاح شده بیشتر باقی می ماند. با افزایش  $\Delta f$ ، کارایی طیفی بیشتر می شود، به نحوی که در  $\Delta f \cong 10$  به  $85 \sim 90\%$  افزایش می یابد. از این رو، در  $\Delta f \leq 3$  لازم است که از پالس های جبران کننده یا اصلاح کننده استفاده شود که با آن مقدار ضریب کارایی از  $1/2$  تا  $2$  برابر افزایش می یابد.



شکل (۱۲): تأثیرات تأخیر نسبی پالس اصلاح کننده روی کارایی طیفی، الف- نمودارهای a برای حالت پارامترهای ثابت اصلاح، ب- نمودارهای b برای حالت پارامترهای وابسته به  $\gamma$ .

## ۵- روش های آشکارسازی مشخصه‌ی سیگنال های رادارهای UWB [۱۶]

### ۵-۱- روش پردازش همبستگی

نمودار بلوکی این روش در شکل (۱۳) نشان داده شده است.

<sup>1</sup> False Alarm

۱-۲-۵- بازگشت‌های چندگانه‌ی سیگنال هدف<sup>۱</sup>

کاهش طول پالس (عرض پالس) ارسالی (تقریباً سه برابر در مقایسه با رادار باندباریک مرسوم)، تعداد سلول‌های وضوح مسافت<sup>۲</sup> را چندین برابر افزایش می‌دهد. یک هدف، یک دنباله از پژواک‌های پراکنده‌شده را در هر نمو وضوح مسافت تهیه خواهد کرد. از این رو، حجم حافظه و ظرفیت پردازشگر باید متناسب با آن زیاد شود.

۲-۲-۵- اثرات حرکت هدف

به دلیل حرکت‌های عرضی و طولی شناورهای کوچک در سطح دریا در حین حرکت و در شرایط مختلف جوی، سیگنال‌های دریافتی از این هدف‌ها در تکرارهای پالس، می‌تواند از سلول‌های وضوح مسافت مختلفی باشد. به عنوان نمونه، اگر سرعت شعاعی یک هدف  $V_R = 800 \text{ Km/h}$  و پریود تکرار پالس  $T_r = 1 \text{ ms}$  باشد، آنگاه مسافت حرکت هدف در طول این بازه‌ی زمانی  $V_R T_r = 22.2 \text{ cm}$  می‌شود. در همان زمان، طول سلول وضوح مسافت با عرض پالس  $1 \text{ ns}$  فقط  $15 \text{ cm}$  می‌باشد. این امر موجب بروز مشکلاتی مانند تجمع و جبران پریود درونی<sup>۳</sup> به هنگام استفاده از الگوریتم‌هایی که از پیوندهایی مختلف برای پردازش سیگنال استفاده می‌کنند، می‌گردد. شکل (۱۵) سطوح توان یک سیگنال UWB پراکنده‌شده از یک هدف در یک جهت خاص، وقتی که وضوح مسافت (سلول فاصله) از اندازه‌ی هدف کوچک‌تر است را نشان می‌دهد.

سیگنال‌های هدف باید تحت حالتی که بازگشت‌های چندگانه‌ی هدف و اثرات حرکت هدف وجود دارد، آشکارسازی شود. در اساس، امکان تحقق پروسه‌ی یک آشکارسازی بهینه، برای هدف نامعلوم یا نقاط پردازش زیاد وجود دارد. بازگشت‌هایی از نقاط پراش را می‌توان به نقاط روشن مجزاً تقسیم کرد. اولین بار آقای وندرسپک<sup>۴</sup> چنین الگوریتم پردازشی را معرفی کرد.

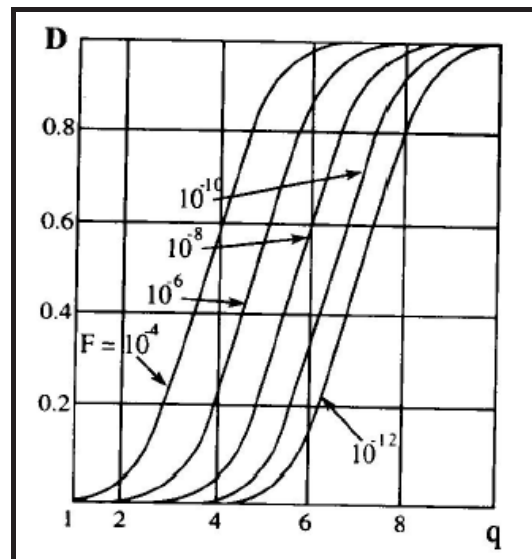
فرض می‌کنیم هدفی با طول  $L$  سلول‌های وضوح مسافت  $x_1, x_2, \dots, x_N$  را در فضا اشغال می‌کند. سیگنال‌های پراکنده‌شده توسط نقاط روشن هدف در  $K$  سلول ارائه می‌شوند و بقیه‌ی سلول‌ها خالی می‌باشند.

$$\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad (12)$$

می‌توان نوشت:

$$F = 1 - \phi(u_0), \quad D = 1 - \phi\left(u_0 - \sqrt{\frac{2S}{N_0}}\right) \quad (13)$$

البته، به جای روش همبستگی از روش فیلتر منطبق نیز می‌توان در حالت کلی بهره جست. لیکن، در روش فیلتر منطبق به این اطلاعات از قبل معلوم لازم است که شکل سیگنال پردازش معلوم و ثابت باشد و این مسئله در خصوص سیگنال‌های UWB برقرار نیست. لذا، نمی‌توان از این روش در اینجا استفاده کرد.



شکل (۱۴): احتمال آشکارسازی  $D$  یک آشکارساز همبستگی برای سیگنال معلوم به ازای احتمالات مختلف نسبت (نرخ) هشدار اشتباه  $F$ . «  $q = S/N_0$  » سیگنال به نویز».

۲-۵- آشکارساز شبه‌بهینه‌ی سیگنال‌های UWB

یک سیگنال UWB بازگشت‌یافته از یک هدف، دارای شکل خیلی تیزی است و پارامترهای آن نظیر طول سیگنال، مکان، دامنه و تعداد بیشینه‌های سیگنال نامعلوم است. فقدان این چنین اطلاعاتی از پیش معلوم در خصوص سیگنال UWB، توصیف تحلیلی آن را ناممکن می‌سازد و لذا نمی‌توان این اطلاعات را به یک پردازشگر سیگنال معرفی و ارائه داد. علاوه بر این، مشکلات دیگری نیز وجود دارد که به برخی اشاره می‌شود.

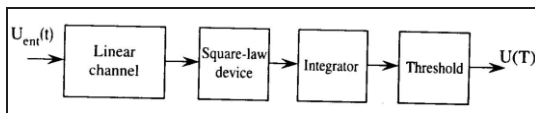
<sup>1</sup> Target multiple returns

<sup>2</sup> Range resolution

<sup>3</sup> Accumulation and inter-period compensation

<sup>4</sup> Vanderspek

برای تحقق عملی طرح نشان داده شده در شکل (۱۶)، کانال‌های پردازش زیادی نیاز می‌باشد. به عنوان یک مثال؛ اگر تعداد سلول‌های وضوح مسافت در بازه‌ی مشاهده  $N = 40$  باشد، پهنای باند سیگنال یک گیگاهرتز و تعداد نقاط روشن مورد انتظار  $K = 8$ ، آنگاه تعداد کانال‌های پردازش مورد نیاز  $2.9 \times 10^{10}$  می‌شود. ساختار این آشکارساز بسیار پیچیده است و با استفاده از رایانه‌های الکترونیکی امروزی تحقق آن مشکل است. به همین دلیل، آقای وندرسپک دو الگوریتم ساده‌تر دیگر ارائه داده است که می‌توانند پردازش شبه‌بهینه‌ای از سیگنال‌های ناشناخته را انجام بدهند. الگوریتم اول از تغییرات انرژی در خروجی آشکارساز بهره می‌جوید، وقتی که یک سیگنال پراکنده شده به وسیله‌ی یک هدف دریافت می‌شود. نشان داده می‌شود که اگر  $N = K$  باشد، طرح آشکارساز بهینه‌ی شکل (۱۶) به صورت آشکارساز شبه‌بهینه‌ی شکل (۱۷) قابل اجرا است. در این حالت، روی تمام  $N$  سلول وضوح مسافت عمل انتگرال‌گیری (تجمع) انجام می‌شود. لذا، احتیاجی به داشتن اطلاعات از قبل معلوم روی وجود و تعداد نقاط روشن هدف نیست. به این تکنیک آشکارسازی، آشکارساز انرژی<sup>۱</sup> گفته می‌شود.

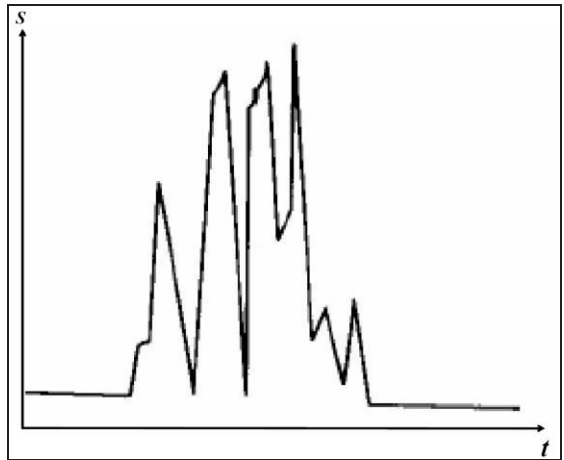


شکل (۱۷): اگر یک هدف در  $K$  سلول در بازه‌ی مشاهده وجود داشته باشد، آشکارساز بهینه به یک آشکارساز متعامد (شبه‌بهینه) با یک انتگرال‌گیر خطی تبدیل می‌گردد.

به منظور کاهش تلفات در آشکارساز انرژی وقتی که  $K \ll N$  است، الگوریتم شبه‌بهینه‌ی دیگری توسط وندرسپک ارائه گردیده است. این الگوریتم سیگنال‌های پراکنده شده به وسیله‌ی نقاط روشن هدف را در بازه‌ی مشاهده رتبه‌بندی می‌کند. بازه‌ی مشاهده چنان انتخاب می‌گردد که تقریب مناسبی از اندازه‌ی تخمینی هدف باشد. در این بازه، دامنه‌های حداکثر سیگنال با استفاده از پنجره لغزشی<sup>۲</sup> برگزیده می‌شوند. فقط  $K$  دامنه‌ی بیشینه

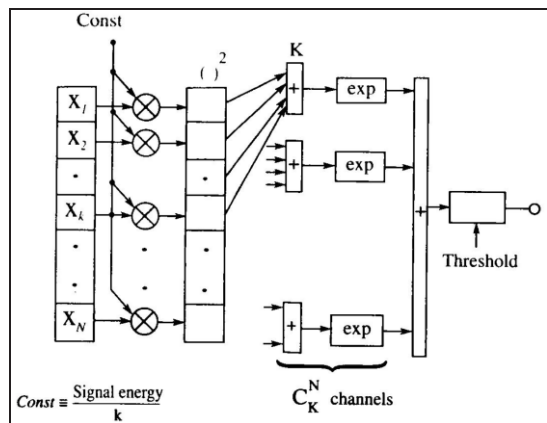
پردازش همه‌ی ترکیب‌های  $N$  المان (عنصر) روی  $K$  نقطه‌ی درخشان، می‌تواند آشکارسازی بهینه‌ی سیگنال ناشناخته را فراهم نماید.

چنانچه یکی از این ترکیبات با یک سیگنال پراکنده شده از هدف منطبق گردد، این الگوریتم، آشکارسازی یک سیگنال کاملاً شناخته شده را محقق می‌سازد. تصویر دیاگرام شمایی آشکارساز بهینه در شکل (۱۶) آورده شده است.



شکل (۱۵): سطوح توان یک سیگنال UWB پراکنده شده از یک هدف در یک جهت خاص، وقتی که وضوح مسافت (سلول فاصله) از اندازه‌ی هدف کوچک‌تر است.

پژواک هدف، شامل دنباله‌ای از بازگشت‌های کم‌انرژی از مراکز پراش هدف است. این مفهوم با آنچه که در سطح مقطع راداری هدف رادارهای معمولی مرسوم است، تفاوت دارد. زیرا در آنها، وضوح از اندازه‌ی هدف بزرگ‌تر است.



شکل (۱۶): یک آشکارساز بهینه برای یک هدف با نقاط پراش چندگانه.

<sup>1</sup> Energy detector

<sup>2</sup> Sliding window

سیگنال با سطح آستانه در هر سلول وضوح مسافت انجام می‌شود و نتایج در یک مدار OR منطقی ترکیب می‌گردد. در این الگوریتم سیگنال‌های پراکنده شده به وسیله نقاط روشن مختلف هدف جمع و انبار نمی‌شود که این امر موجب تلفات انرژی بزرگی می‌گردد، لیکن جزئی از آن به وسیله تصمیم‌گیری منطقی (از نظر احتمال) جبران می‌گردد. مزیت این آشکارساز آسانی تحقق و ساخت آن است.

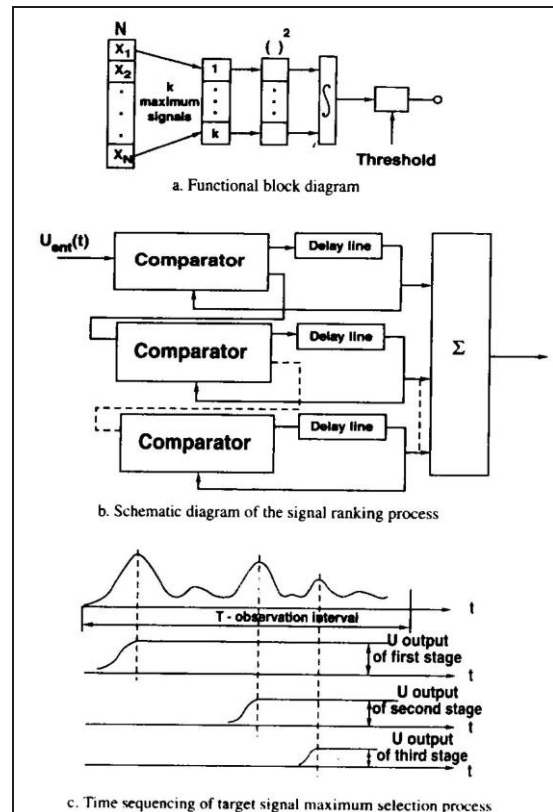
برای تخمین کارایی (بازده) سه الگوریتم مورد بحث (آشکارسازهای شبه‌بهینه)، آنها را با یک آشکارساز برای سیگنال کاملاً شناخته شده (به عنوان استاندارد) مقایسه می‌کنیم. برای مدل‌سازی ریاضی،  $N = 100$ ، طول سیگنال برابر  $1 ns$  (یعنی، طول وضوح هدف برابر  $15 cm$ ) اختیار می‌شود. تعداد نقاط روشن هدف ( $K$ ) از ۱ تا ۳۲ متغیر فرض می‌شود. از توزیع نرمال با متوسط صفر و انحراف یکسان برای مدل‌سازی آشکارسازها استفاده می‌شود. در آشکارسازی انرژی، مجذور نمونه‌ها در تمام دروازه‌های مشاهده با هم جمع می‌شوند. در آشکارساز رتبه‌ای چندکاناله از طرح شش کانال استفاده می‌شود و مجذور نمونه‌های ۱، ۲، ۴، ۸، ۱۶ و ۳۲ در کانال‌های مربوطه جمع می‌شوند.

سیگنال‌های خروجی کانال‌ها وزن شده و در قسمت انتخاب بیشینه‌ها<sup>۵</sup> ترکیب می‌شوند. ضرایب وزن چنان اختیار می‌شوند نرخ هشدار اشتباه در هر کانال یکسان می‌شود. جدول (۱) تلفات انرژی سیگنال آستانه را برای سه الگوریتم فوق در مقایسه با الگوریتم استاندارد برای احتمال آشکارسازی  $D = 0.5$  و نرخ هشدار اشتباه  $F = 10^{-3}$  نشان می‌دهد.

جدول (۱): تلفات انرژی سیگنال آستانه (dB) برای سه الگوریتم آشکارسازی مختلف به ازای  $D = 0.5$  و  $F = 10^{-3}$ .

تعداد نقاط روشن ←	۱	۴	۸	۱۶	۳۲
الگوریتم ↓	۷/۵	۸/۱	۵/۲	۳	۲/۱
انرژی	۲/۷	۴/۸	۳	۱/۶	۱/۵
چندکاناله‌ی رتبه‌ای	۲/۵	۵/۶	۴/۲	۳/۸	۴/۷

از  $N$  سلول وضوح مسافت پردازش می‌شود و به طور خطی جمع می‌شوند. شکل (۱۸) یک نمونه از آشکارساز رتبه‌ای تک‌کاناله<sup>۱</sup> را نشان می‌دهد.



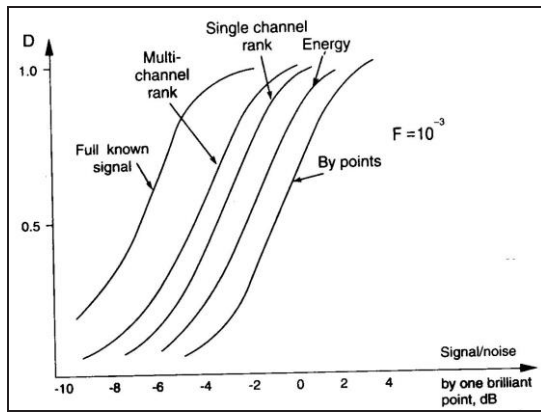
شکل (۱۸): یک آشکارساز رتبه‌ای تک‌کاناله.

فرایند انتخاب بیشینه‌های سیگنال برای یک هدف شامل سه نقطه نورانی در این شکل نشان داده شده است. اگر  $K$  نامعلوم باشد، از یک آشکارساز رتبه‌ای چندکاناله استفاده می‌شود که در آن در هر کانال تعداد مختلفی از بیشینه‌های سیگنال پراکنده شده به وسیله نقاط روشن هدف با هم جمع می‌گردند. خروجی‌ها از تمام کانال‌های آشکارساز با هم ترکیب می‌شوند. بازده چنین آشکارسازی بزرگ‌تر است، لیکن پیچیدگی آن نیز افزون‌تر است.

علاوه بر آشکارسازهای شبه‌بهینه‌ی فوق، در اینجا در مورد یک آشکارساز نقطه‌ای<sup>۲</sup> که توسط باکوت<sup>۳</sup> و بولشاکو<sup>۴</sup> ارائه گردید، بحث می‌شود. الگوریتم عمل این آشکارساز از ساختار سیگنال هدف استفاده نمی‌کند، بلکه آشکارسازی هدف به وسیله مقایسه پشت سر هم ولتاژ

<sup>1</sup> Single-channel rand detector  
<sup>2</sup> By-point  
<sup>3</sup> Bakut  
<sup>4</sup> Bolshakov

<sup>5</sup> Selection of maximums



شکل (۱۹): مقایسه‌ی مشخصات آشکارسازهای شبه‌بهینه

برای  $F = 10^{-3}$

۳-۵- آشکارسازهای بهینه‌ی سیگنال‌های رادار UWB  
سیگنال‌های UWB پراکنده‌شده از هدف به علت شکل و اندازه‌ی هدف دارای پارامترهای ناشناخته‌ای می‌باشد. با این وجود، پریود تکرار پالس ( $T_r$ ) تنها پارامتر از قبل معلومی است که به شکل هدف وابستگی ندارد و می‌توان از آن برای آشکارسازی هدف استفاده نمود. دیگرام بلوکی نشان داده شده در شکل (۲۰) طرح چنین آشکارسازی را نشان می‌دهد که به آن پردازشگر همبستگی داخل پریود<sup>۲</sup> IPCP گفته می‌شود. در این دیگرام بلوکی تفاوت‌های ذیل در مقایسه با روش آشکارسازی همبستگی معمول مشاهده می‌گردد:

۱. سیگنال دریافتی با یک سیگنال پراکنده‌شده توسط هدف مقایسه می‌گردد نه با یک سیگنال تشعشی توسط فرستنده.

۲. سیگنال‌های نویز از هر دو ورودی مدار همبسته‌گیر وارد می‌شوند، لیکن همبسته نیستند. زیرا در پریودهای مختلف دریافت می‌شوند.

۳. دوره‌ی انتگرال‌گیری به وسیله‌ی طول سیگنال برگشت‌یافته از هدف تعیین می‌گردد ( $T$ )، نه پریود تکرار پالس ارسالی و نه طول پالس ارسال شده. برای مثال؛ اگر هدفی فیزیکی به طول  $L$  و طول سیگنال ارسالی  $\tau$  ثانیه باشد، آنگاه زمان انتگرال‌گیری  $T = 2L/C - \tau$  ثانیه خواهد بود. به این خاطر، شکل سیگنال، پارامتری است که کارایی‌گیرنده‌ی همبسته‌ی تحول‌یافته‌ی مورد بحث را معین می‌سازد. پس از مرحله‌ی ترکیب دو سیگنال دریافتی و تأخیردار در همبسته‌گیر<sup>۳</sup>، پردازش‌ها

از جدول (۱) ملاحظه می‌گردد که آشکارساز انرژی در صورت کوچک بودن تعداد نقاط روشن هدف از بقیه‌ی آشکارسازها کارایی کمتری دارد. اگر هدف پیچیده‌تر شود (یعنی، تعداد نقاط روشن هدف افزایش یابد)، تلفات نسبی برای این آشکارساز کاهش می‌یابد به گونه‌ای که برای  $K = 32$  حتی از آشکارساز نقطه‌ای کارایی بیشتری خواهد داشت ولی از آشکارساز رتبه‌ای چندکاناله<sup>۱</sup> بهتر نیست.

این نتیجه به آسانی قابل تشریح است. در  $K$  کوچک در آشکارساز انرژی تعداد نمونه‌های نویز بیشتری جمع می‌شود در حالی که با افزایش  $K$  این نمونه‌ها کاهش می‌یابد، ولی در آشکارساز نقطه‌ای همواره یک نقطه‌ی روشن وجود دارد. در حد، وقتی که تعداد نقاط روشن به  $N = 100$  نزدیک می‌شود و برابر آن می‌گردد، آشکارساز انرژی با آشکارساز استاندارد برای یک سیگنال کاملاً شناخته‌شده یکسان می‌گردد.

لازم به تذکر است که آشکارساز انرژی و آشکارساز نقطه‌ای می‌توانند به طور مؤثری در شرایط متضادی کار کنند؛ یعنی، وقتی که تعداد نقاط روشن خیلی کوچک یا خیلی بزرگ است. این واقعیت، اجازه می‌دهد که یک آشکارساز دوکاناله با استفاده‌ی همزمان از هر دو آشکارساز فوق ایجاد شود، به گونه‌ای که در خروجی، بیشینه مقادارها با هم ترکیب می‌شوند. چنین طرحی شاید به‌عنوان یک آشکارساز رتبه‌ای چندکاناله شامل فقط دو کانال محسوب گردد. یکی از کانال‌ها هدف را با یک الگوریتم ساده و دیگری با الگوریتم پیچیده شناسایی نماید. قبل از ترکیب بیشینه‌های خروجی، سیگنال‌های خروجی نرمالیزه شده تا نرخ هشدار اشتباه یکسانی داشته باشند. همان‌طور که در آشکارساز رتبه‌ای چندکاناله این کار می‌شود. شکل (۱۹) منحنی‌های آشکارسازی الگوریتم‌های فوق را نشان می‌دهد.

<sup>2</sup> Inter-period correlation processor

<sup>3</sup> Correlator

<sup>1</sup> Multichannel rank

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_n(t) u_n(t - T_n) dt \quad (14)$$

$$= \frac{2}{N_0} \int_0^T u_{n,1}(t) u_{n,2}(t) dt$$

تابع توزیع نویز ( $W_0$ ) در خروجی IPCP که با انتگرال گیری به دست آمده است، سطح آستانه را تعیین خواهد کرد که خود نرخ هشدار اشتباه داده شده را فراهم می‌سازد. بنابراین، سطح آستانه در IPCP به وسیله طول یک هدف مورد نظر (یعنی بازه‌ی مشاهده) تعیین می‌گردد، در حالی که، در یک همبسته‌گیر معمولی به وسیله سیگنال مرجع (بدون نرمالیزاسیون) به دست می‌آید. اگر سیگنال پژواک هم داشته وجود داشته باشد:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \left[ \int_0^T u_{echo}(t) u_{echo}(t) dt + \int_0^T u_{echo}(t) u_{n,1}(t) dt + \int_0^T u_{echo}(t) u_{n,2}(t) dt + \int_0^T u_{n,1}(t) u_{n,2}(t) dt \right] \quad (15)$$

انتگرال اول انرژی سیگنال، و لذا مقدار متوسط غیرصفر تابع توزیع احتمال  $W_1$  را به دست می‌دهد. برای محاسبه‌ی  $W_0$  باید توجه کنیم که دو عملگر ضرب و انتگرال روی نمونه‌های نویز ورودی با توزیع نرمال عمل می‌کنند و برای یک سیگنال  $y = u_1 \times u_2$  که در آن  $u_1$  و  $u_2$  مقادیر همبسته‌ی تصادفی با ضریب همبستگی  $R$  و انحراف‌های آماری  $\sigma_1^2$  و  $\sigma_2^2$  هستند، توزیع احتمال عبارت است از:

$$W_m(y) = \frac{1}{\pi \sigma_1 \sigma_2 \sqrt{1 - R^2}} e^{-\frac{R_y}{\sigma_1 \sigma_2 (1 - R^2)}} \times K_0 \left[ \frac{|y|}{\sigma_1 \sigma_2 (1 - R^2)} \right] \quad (16)$$

که در این رابطه،  $K_0(x)$  تابع بسل مرتبه‌ی صفر و نوع دوم است. در حالت مورد بحث در این تحلیل،  $R = 0$  و  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$  است. بنابراین:

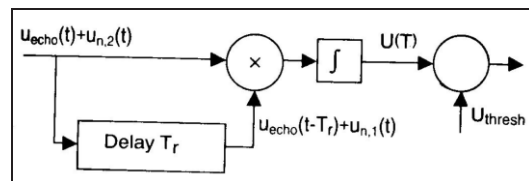
$$W_m(y) = \frac{1}{\pi \sigma^2} K_0 \left[ \frac{|y|}{\sigma^2} \right] \quad (17)$$

شکل (۲۱) تابع توزیع احتمال  $W_m(y)$  را به همراه  $W_n(y)$  نشان می‌دهد. از شکل (۲۱) دیده می‌شود که انحراف آماری حاصل ضرب نویزها از انحراف آماری نویز

در همان بازه‌ی زمانی انجام می‌شود. این امر، باعث می‌شود تا با استفاده از توابع توزیع زمانی تک‌بعدی، عملیات IPCP تجزیه و تحلیل شوند.

در حالی که هدف ایستان<sup>۱</sup> باشد، ورودی‌های همبسته‌گیر در IPCP یکسان هستند. و این شبیه آن است که در آشکارسازی همبستگی معمولی سیگنال هدف کاملاً شناخته شده باشد. از این رو، چنین حالتی به عنوان یک ورودی استاندارد لحاظ می‌گردد. می‌توان برای مقایسه‌ی کارایی دو الگوریتم IPCP و آشکارساز همبستگی معمولی از این حالت (هدف ایستان) بهره جست. البته، باید توجه داشت که برای شناورهای کوچک همانند شناورهای تندرو، بحث ایستان بودن سیگنال برگشتی کمتر قابل تحقق است. حتی در حالتی که وضعیت دریا آرام باشد، سیگنال‌های برگشتی از شناورهای کوچک تا حدودی نایستان<sup>۲</sup> می‌شوند

در عمل، کارایی IPCP به عواملی نظیر حرکت هدف در فاصله‌ی تکرار پالس ( $T_r$ )، ارتباط عرض دروازه‌ی پردازش و اندازه‌ی هدف، اعتبار استفاده از قوانین توزیع نرمال برای تشریح پارامترهای آماری نویز و ... بستگی دارد. تخمین تأثیر این عوامل روی کار آشکارساز به تخمین کارایی IPCP کمک می‌کند.



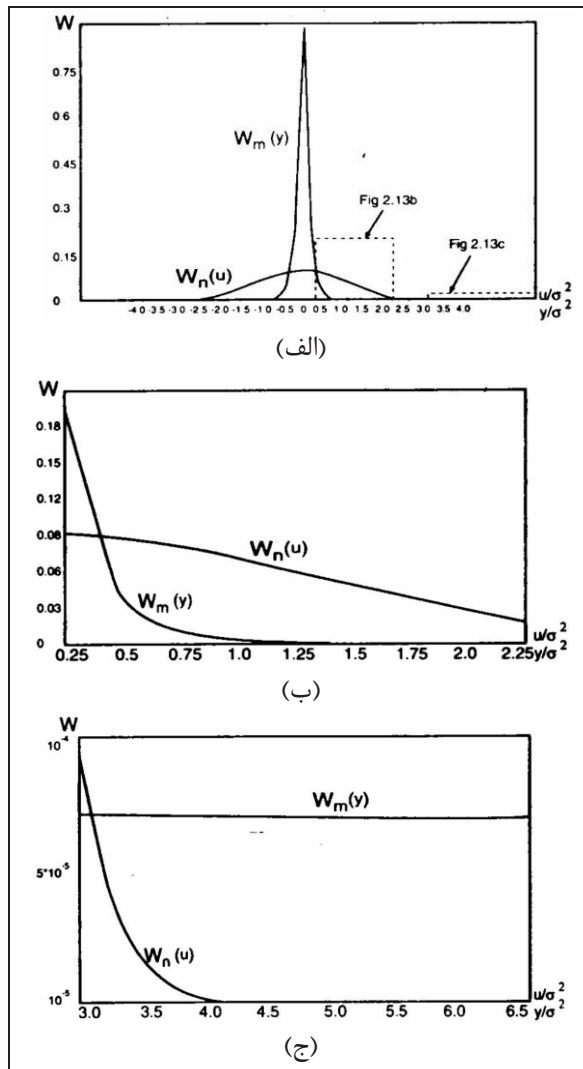
شکل (۲۰): پردازش همبستگی معمول تحول یافته برای آشکارسازی هدف‌های UWB. نام این طرح IPCP می‌باشد.

در ادامه، به بررسی تحلیلی IPCP پرداخته می‌شود تا عملکرد آن و تمایز با پردازش همبستگی معمولی روشن گردد. ولتاژ خروجی همبسته‌گیر عبارت است از:

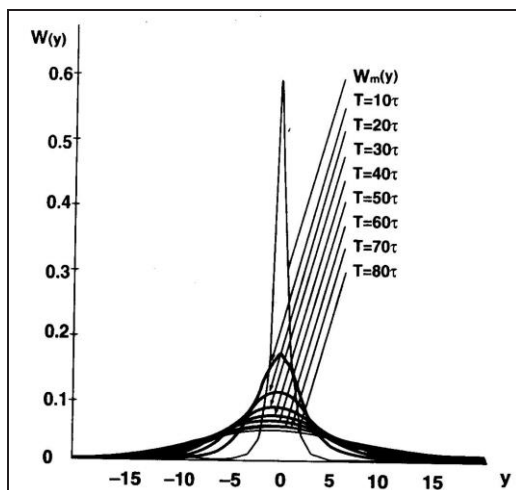
$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) u(t - T_r) dt \quad (13)$$

اگر سیگنال هدف وجود نداشته باشد، فقط نویز داریم و می‌توان نوشت:

<sup>1</sup> Stationary  
<sup>2</sup> Non-stationary



شکل (۲۱): پردازش همبستگی پریودی IPCP، الف- مقایسه‌ی توزیع حاصل ضرب دو مقدار تصادفی با توزیع نرمال  $W_m(y)$  و  $W_n(y)$ ، ب و ج: دنباله‌های این توابع توزیع.



شکل (۲۲): وابستگی تابع توزیع  $W_m(y)$  به پریود انتگرال گیری.

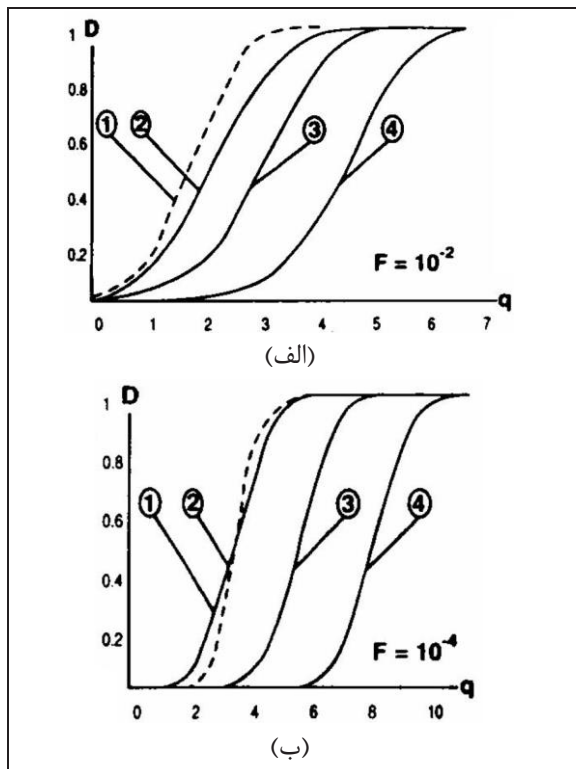
ورودی کمتر است. از این رو، سطح آستانه برای IPCP که با تابع  $W_m(y)$  تعیین می‌شود، بزرگ‌تر از سطح آستانه‌ای که با  $W_n(y)$  به دست می‌آید، می‌گردد. برای آشکارسازی هدف،  $n$  نمونه‌ی ولتاژ ورودی در بازه‌ی مشاهده گرفته می‌شود و استفاده می‌گردد. بنابراین، اگر نمونه‌ها به صورت آماری از هم مستقل باشند، تابع توزیع در خروجی ضرب‌کننده عبارت خواهد بود از:

$$W_m(y_1, y_2, \dots, y_n) = \left[ \frac{1}{\pi\sigma^2} K_0 \left[ \frac{|y|}{\sigma^2} \right] \right]^n \quad (18)$$

حاصل ضرب نویزهای ورودی در خروجی ضرب‌کننده به یک انتگرال گیر اعمال می‌شود. تابع توزیع در خروجی انتگرال گیر به زمان انتگرال گیری  $T$  بستگی دارد. بر اساس قضیه‌ی حد مرکزی، با افزایش  $T$ ، تابع توزیع نویز به صورت افزایشی به توزیع نرمال نزدیک می‌گردد و انحراف آن مقدار بیشتری پیدا می‌کند. اگر  $\tau = 1nS$  باشد، هدف حقیقی می‌تواند از سلول ۱۰ تا ۱۰۰ را اشغال کند و  $T$  می‌تواند از  $20\tau$  تا  $200\tau$  باشد. از آنجا که عملاً  $T$  محدود است، تابع توزیع احتمال نرمال به دست نمی‌آید بلکه با افزایش  $T$  به یک تابع توزیع نرمال نزدیک می‌گردد. در شکل (۲۲)، تابع توزیع به ازای  $T = 10\tau$  تا  $T = 80\tau$  ترسیم گردیده است.



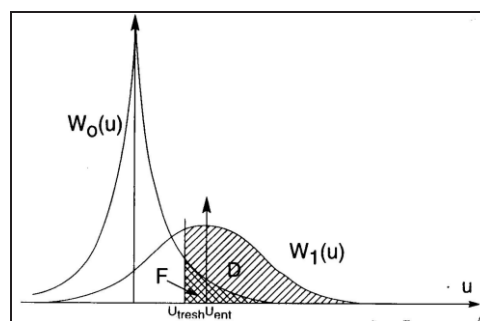
در هر حال، IPCP برتر از آشکارسازی انرژی عمل می‌کند.



شکل (۲۴): منحنی‌های آشکارسازی IPCP برای یک سیگنال پراکنده شده به وسیله‌ی یک هدف ساکن: (۱) IPCP برای هدف ساکن به علاوه‌ی پردازش معیار، (۲) همبسته‌گیر تجاری برای یک سیگنال کاملاً شناخته شده، (۳) IPCP برای هدف ساکن و (۴) آشکارسازی انرژی.

در شکل (۲۵) وابستگی مشخصه‌های آشکارسازی به زمان انتگرال‌گیری ( $T$ ) که توسط طول هدف تعیین می‌گردد، نشان داده می‌شود. نرخ هشدار اشتباه (FAR) برابر  $10^{-4}$  و زمان انتگرال‌گیری برابر  $2\tau$ ،  $10\tau$  و  $20\tau$  گرفته شده‌اند. از روی شکل دیده می‌شود که با افزایش طول هدف، مشخصه‌ی آشکارسازی IPCP برای یک سیگنال ساکن بسیار زیاد به مشخصه‌ی آشکارساز همبسته‌گیر معمولی با سیگنال ورودی کاملاً معلوم نزدیک می‌گردد. دلیل این مسئله آن است که تابع توزیع  $W_m(y)$  به تابع توزیع نرمال حین انتگرال‌گیری نمونه‌های نویز منطبق می‌شود.

محاسبه‌ی تحلیلی تابع توزیع در خروجی انتگرال‌گیر وقتی که تابع توزیع ورودی غیرنرمال (غیرگوسی) است، بسیار مشکل و ناممکن می‌شود. به همین صورت، تعیین تابع توزیع  $W_1$  مشکل‌تر است.  $W_1$  نسبت به  $W_0$  دارای دو مشخصه‌ی متفاوت است. یکی آنکه مقدار متوسط تابع  $W_1$  متناسب با انرژی آن جابجا می‌شود. مشخصه‌ی دوم مختص IPCP است و حاصل ضرب سیگنال در نویز در کانال همبسته‌گیر، مقدار انحراف تابع توزیع  $W_1$  را افزایش خواهد داد. در شکل (۲۳) مقدار تقریبی و مکان‌های متقابل توابع  $W_0$  و  $W_1$  در خروجی IPCP نشان داده شده‌اند.



شکل (۲۳): توابع توزیع  $W_0(u)$  و  $W_1(u)$  در IPCP.

از آنجایی که محاسبه‌ی تحلیلی عبارت‌هایی برای توابع توزیع  $W_0$  و  $W_1$  در خروجی IPCP مشکل است، از مدل‌سازی ریاضی برای ترسیم مشخصه‌های آشکارسازی استفاده می‌کنند. شکل‌های (۲۴)-الف و (۲۴)-ب، مشخصات آشکارسازی IPCP را برای یک سیگنال پراکنده شده به وسیله‌ی یک هدف ساکن (آماری) به ازای  $F = 10^{-2}$  و  $F = 10^{-4}$  نشان می‌دهد. این تصاویر مشخصات آشکارسازی همبسته‌گیر معمولی و آشکارساز انرژی را به ازای ورودی کاملاً شناخته شده و همان نرخ هشدار اشتباه نشان می‌دهند. برای اینکه مقایسه معتبر باشد، طول سیگنال دریافتی برابر با طول سیگنال ارسالی برای یک هدف تک‌نقطه‌ای اختیار می‌شود. از شکل مذکور ملاحظه می‌شود که در  $F$  بزرگ مشخصات آشکارسازی IPCP به روش همبسته‌گیر معمولی نزدیک می‌شود. اگر  $F$  کوچک شود، اختلاف آنها بیشتر می‌گردد. علت آن طول بلند دنباله‌ی تابع توزیع  $W_m(y)$  است. در IPCP، سطح  $F$  با تنظیم سطح آستانه‌ی بالاتر از همبسته‌گیر معمولی قابل تثبیت است.

باشد، آنگاه نرخ هشدار اشتباه در خروجی پردازشگر معیار برابر است با:

$$F = \sum_{i=n}^K C_K^i F_0^i (1-F_0)^{K-i} \quad (19)$$

که در این رابطه،  $C_K^i$  تعداد ترکیبات از  $K$  المان با  $i$  المان برگرفته از آن است و  $F_0$  نرخ هشدار اشتباه در یک پریود تکرار است. اگر سیگنال پراکنده شده از هدف در همان شرایط مذکور در بالا وجود داشته باشد، احتمال آشکارسازی برابر است با:

$$D = \sum_{i=n}^K C_K^i D_0^i (1-D_0)^{K-i} \quad (20)$$

در این رابطه  $D_0$  احتمال آشکارسازی در یک پریود تکرار است.

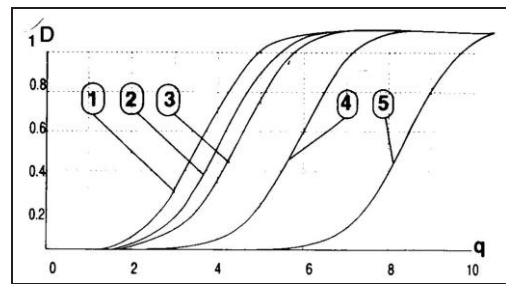
اگر حالت ساده‌ترین پردازش معیار «دو از دو» به خروجی IPCP اعمال شود،  $C_K^i = 1$ ،  $D = D_0^2$  و  $F = F_0^2$  خواهد بود. این حالت در شکل (۲۶) نشان داده شده است. نمونه‌های سیگنال از سلول‌های وضوح مسافت یکسان که در دو پریود تکرار دریافت می‌شوند به مدار منطقی AND اعمال می‌شوند. فقط نمونه‌های منطبق، از میان طرح نشان داده شده در شکل (۲۷) می‌گذرند.

#### ۵-۵- حالت هدف متحرک

اگر یک هدف متحرک از یک سلول وضوح مسافت دیگری در حین تکرار پالس گذر کند، ایجاد مشکل خواهد کرد. این مشکل با استفاده از یک طرح چندکاناله مشابه با سیستم فیلتر کردن دوپلر قابل حل است و آشکارسازی بهینه از هدف‌های متحرک را فراهم می‌سازد. از طرح چندکاناله مشابه جهت انتخاب بهینه‌ی زمان انتگرال‌گیری  $T$  بسته به تغییرات طول هدف  $L$  استفاده می‌گردد. تلفات منتج از ترکیب چندکاناله با استفاده از روش‌های مرسوم قابل حصول است که برای سیستم‌های دوپلر دیجیتالی چندکاناله‌ی مشابه معتبر می‌باشند. مثالی از چنین سیستمی مختص به آشکارسازی بهینه‌ی هدف متحرک با طول فیزیکی نامعلوم در شکل (۲۹) نشان داده شده است.

#### ۴-۵- پردازش معیار<sup>۱</sup> برای سیگنال UWB بعد از یک IPCP

با استفاده از یک پردازش معیار اضافی می‌توان الگوریتم IPCP را بهبود بخشید. بدین صورت که سلول‌های وضوح مسافت که در آنها سیگنال‌های خروجی از مقایسه‌ی آستانه (مطابق شکل (۲۶) حاضر هستند) ذخیره‌سازی می‌شود. این کار در چندین پریود  $T_r$  تکرار می‌گردد. بعد از آن سلول‌هایی که در آنها سیگنال‌های هدف به طور متناوب همگرا می‌شوند، معین می‌گردند. فقط سیگنال‌های سلول‌های وضوح مسافتی که منطبق بر معیار هستند (دو از دو، دو از سه، سه از چهار، ...) از میان می‌گذرند و استفاده می‌شوند.

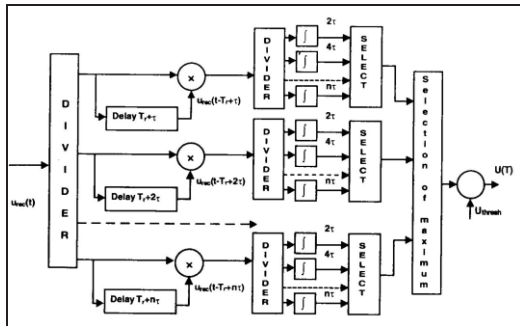


شکل (۲۵): بستگی پارامترهای آشکارسازی IPCP به پریود انتگرال‌گیری: (۱) همبسته‌گیر معمول برای سیگنال کاملاً معلوم به ازای  $T = 2\tau$ ، (۲) IPCP برای هدف ساکن به ازای  $T = 20\tau$ ، (۳) IPCP برای هدف ساکن به ازای  $T = 10\tau$ ، (۴) IPCP برای یک هدف ساکن به ازای  $T = 2\tau$ ، (۵) آشکارساز انرژی برای  $T = 2\tau$ .

این روش موجب کاهش زیادی در هشدار اشتباه خروجی پردازشگر می‌شود. البته، احتمال آشکارسازی در همان زمان هم کاهش می‌یابد. یادآوری می‌گردد که در عمل، احتمال آشکارسازی از نرخ هشدار اشتباه بزرگ‌تر است. لذا، سرعت کاهش احتمال آشکارسازی بسیار آهسته‌تر از نرخ هشدار اشتباه است. پردازش معیار برای وقتی که به  $F$  کوچکی (مثلاً  $10^{-4}$  یا کمتر) نیاز است، می‌تواند به طور مؤثر استفاده شود.

در ادامه، حالت کلی  $n$  از  $K$  مورد بحث قرار گرفته است. اگر سیگنال هدف وجود نداشته باشد و تعداد  $i$  نمونه‌ی ولتاژ آستانه در  $K$  تکرار از  $n$  بزرگ‌تر مساوی

<sup>1</sup> Criterion processing

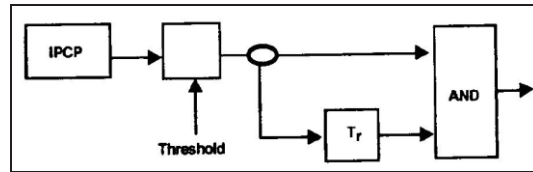


شکل (۲۹): سیستم چندکاناله برای آشکارسازی هدف‌های متحرک با طول فیزیکی ناشناخته.

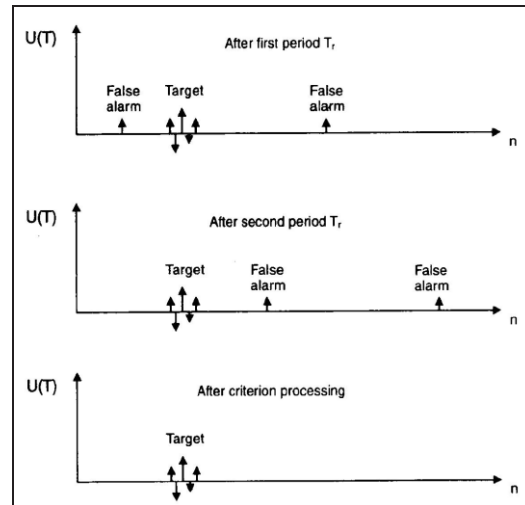
### ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، قابلیت‌های برتر رادارهای فرایپهن‌بند در مقایسه با رادارهای متداول باندباریک برای آشکارسازی هدف‌های متحرک کوچک (مانند شناورهای تندرو) مورد واکاوی قرار گرفت. بدین منظور، جزئیات تفاوت‌های این دو نوع رادار بر اساس تجزیه و تحلیل فنی (محاسبات و نمودارها) در همه‌ی مراحل ارسال، انعکاس و دریافت، و پردازش سیگنال برای استخراج اطلاعات به تفصیل مطرح شد. بر اساس مطالب مذکور، نشان داده شد که عموماً در رادارهای فرایپهن‌بند، هدف‌های کوچک دارای سطح مقطع راداری بیشتری هستند که این ویژگی به دریافت مطمئن‌تر و پایدارتر سیگنال‌های انعکاس‌یافته کمک می‌کند. به‌علاوه، از لحاظ تداخل راداری، اثرات تداخل رادارهای همسان یا باندباریک بر عملکرد رادارهای فرایپهن‌بند قابل حذف یا کم‌اثر است و می‌توان مستقل از پدیده‌ی دوپلر، هدف‌های متحرک را از هدف‌های ثابت تشخیص داده، بدون ابهام سرعت آن را اندازه‌گیری کرد. برای این کار نیز تکنیک‌های پردازشی مؤثری معرفی و نقد گردید.

از مجموع مطالب گفته‌شده می‌توان نتیجه گرفت که رادارهای فرایپهن‌بند در آشکارسازی و اندازه‌گیری مشخصه‌های هدف و به‌خصوص تهیه‌ی تصاویر گرافیکی سه‌بعدی از حجم هدف دارای مزیت‌های برتری نسبت به رادارهای باندباریک است و می‌تواند برای تشخیص ماهیت هدف مورد استفاده قرار بگیرد. بر این اساس، بکارگیری این نوع رادارها برای کشف هدف‌های متحرک کوچک (اعم از شناورهای تندرو، پرنده‌ها و موشک‌ها) اجتناب‌ناپذیر است و به نحو مؤثری قدرت دفاعی نیروی

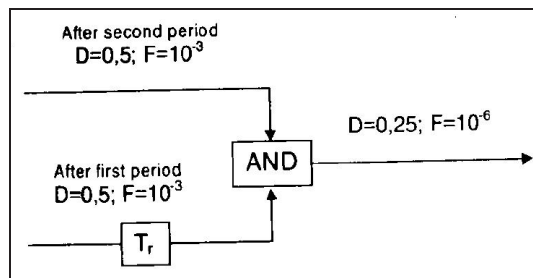


شکل (۲۶): دیگرام بلوکی پردازش معیار.



شکل (۲۷): یک مثال از پردازشگر IPCP از معیار «دو به دو».

نمونه‌های سیگنال پس از گذر از سلول‌های وضوح مسافت یکسان در دو پیروید تکرار دریافت می‌شوند و به دروازه‌ی AND اعمال می‌گردند. فقط نمونه‌های منطبق از میان دورازه‌ی AND می‌گذرند و در خروجی ظاهر می‌شوند. در این حالت،  $n$  تعداد نمونه‌ی ولتاژ پس از سطح آستانه است.



شکل (۲۸): تغییرات پارامترهای آشکارسازی بعد از پردازش معیار IPCP.

features,” Bulletin of the Moscow satellite technical university, No. 4, 1998, pp. 5-56.

[16] Immoreev, I., and Fedotov, D., “Optimum processing of radar signals with unknown parameters,” Radio technica, No. 10, 1998, pp. 84-88.

مسئله را در صیانت و مراقبت از امنیت حریم دریایی و هوایی کشور ارتقا می‌دهد.

#### منابع:

- [1] Skolnik, M. I., “The radar handbook,” McGraw-Hill, New York, 1989.
- [2] Harmuth, H., “Radar equation for non-sinusoidal waves,” IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, No. 2, Vol. 31, 1989, PP. 138-147.
- [3] Dowla, F., “Handbook of RF and wireless technologies,” Elsevier Inc., 2004, ISBN 0-7506-76957.
- [4] Benedetto, M. D., and Giancola, G., “Understanding ultra wide band radio fundamentals,” Prentice Hall, 2004, ISBN 0-13-148003-0.
- [5] FCC 02-48, Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, First Report and Order, Released: April 22, 2002.
- [6] Haykin, S., and Moher, M., “Modern wireless communications, Pearson Education Inc., 2005, ISBN 0-13-022472-3.
- [7] Astanin, L., and Kostylev, A., “Ultrawideband radar measurements: analysis and processing,” IEE, UK, London, 1997.
- [8] Immoreev, I., and Vovshin, B., “Features of ultrawideband radar projecting,” IEEE International Radar Conference, Washington, May 1995.
- [9] Taylor, J. D., “Ultrawideband radar technology,” USA, 2001.
- [10] Taylor, J. D., “Advanced ultrawideband radar,” USA, 2017.
- [11] Taylor, J. D., “Advanced ultrawideband radar: signals, targets, and applications,” 1st Edition, Edicion Kindle, 2020.
- [12] Johnson, D. G., and Wild, A. D., “Advances in radar tracking for small target detection,” Presented at 12th International Radar Symposium (IRSI-19), Bengaluru, 10-14th Dec. 2019.
- [13] Immoreev, I., “Ultrawideband (UWB) radar observation: signal generation, radiation and processing,” European Conference on Synthetic Aperture Radar, Konigswinter, Germany, March 26-28, 1996.
- [14] Yaylor, J. D., ed., “Introduction to ultrawideband radar systems,” CRC press, Boca Raton, FL, 1995.
- [15] Immoreev, I., “Ultrawideband radars: new opportunities, unusual problems, system