

آشکارسازی سیگنال رادارهای با احتمال شنود پایین (LPI) مبتنی بر کدینگ فاز به کمک تبدیل‌های زمان-فرکانسی و مقایسه عملکرد آنها با آشکارساز منطبق

زهرا زارعی^{۱*}، محمد حسین مدنی^۲، رضا محسنی^۳

۱-کارشناسی ارشد ۲-استادیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر ۳- استادیار، دانشگاه صنعتی شیراز

(دریافت: ۹۳/۰۴/۲۵، پذیرش: ۹۳/۱۲/۱۲)

چکیده

امروزه در جنگ‌های مدرن رادارها با تهدیدات بسیار جدی مواجه شده‌اند، لذا قابلیت شنود کم یا LPI بودن به‌عنوان یک فاکتور مهم در رادارهای نوین تبدیل و تحقیقات بسیاری بر روی شنود این سیگنالها با روش‌های مختلف ارائه شده است. با استفاده از تکنیک‌های زمان-فرکانسی می‌توان علاوه بر آشکارسازی سیگنال LPI، پارامترهای سیگنال مانند فرکانس حامل، پهنای مدولاسیون و دوره تناوب را تخمین زد. این مقاله به موضوع آشکارسازی سیگنال‌های کد شده فاز باینری بارکر و چند فازی فرانک، P_3 ، P_2 ، P_1 و P_4 به کمک تبدیل‌های زمان-فرکانسی وینر-ویل و چویی-ویلیامز از دید گیرنده شنود و آشکارساز فیلتر منطبق با فرض وجود نویز سفید گوسی جمع شونده با سیگنال ارسالی می‌پردازد. سپس منحنی‌های عملکرد آشکارسازی گیرنده شنود و گیرنده منطبق رادار در حالت‌هایی که سیگنال دریافتی دارای تاخیر زمانی یا آفست فرکانسی و یا با نرخ‌های مختلف نمونه‌برداری مواجه است، مقایسه می‌شوند که نتایج مطلوبی دال بر موفقیت استفاده از این تکنیک در گیرنده شنود به‌دست می‌دهد.

واژگان کلیدی

شنود سیگنال راداری، تبدیل زمان-فرکانس، سیگنال راداری LPI، فشرده‌سازی سیگنال.

۱. مقدمه

با پیدایش رادار در خلال جنگ جهانی دوم، تحقیقاتی در زمینه ناکارآمد کردن رادار انجام گرفت. بنابراین گیرنده‌های EW (یا گیرنده‌های شنود) برای آشکارسازی و استخراج پارامترهای سیگنال رادار مورد نیاز قرار گرفت که می‌توان به گیرنده ویدئو کریستالی (CVR^۴)، گیرنده رادیومتری، گیرنده سوپرهتروداین [۵]، گیرنده اندازه‌گیر فرکانس IFM^۶ [۶]، گیرنده کانالیزه [۷] و گیرنده ترکیبی Cueing [۸] اشاره کرد. همچنین به موازات LPI شدن رادارها، سیستم‌های شنود نیز بایستی با توسعه و اصلاح عملکرد خود قابلیت آشکارسازی و مواجهه با چنین رادارهایی را پیدا نمایند. در دهه ۱۹۹۰ تا ۲۰۰۰ میلادی توسعه تکنیک‌های آشکارسازی سیگنال‌های LPI و تشخیص پارامترهای آن اهمیت خیلی بالایی پیدا کرد. گیرنده شنود علاوه بر مشکل آشکارسازی سیگنال LPI، با مشکل تخمین پارامترهای سیگنال مانند فرکانس حامل، پهنای مدولاسیون و دوره تناوب مواجه

در میادین نبرد جدید استفاده از سیستم‌های ESM^۱، RWR^۲ و موشک‌های ARM^۳ محدودیت‌های زیادی را برای عملکرد رادارها ایجاد می‌نمایند. بنابراین در چنین جنگ‌هایی دیگر رادارهای MTI^۴ مرسوم که برای دستیابی به برد بلند از توان بالایی استفاده کرده و به‌راحتی توسط دشمن قابل کشف هستند، کارایی خود را از دست می‌دهند و بایستی رادارهایی استفاده‌شوند که علاوه بر دارا بودن قابلیت ضد جمینگ خوب، از نظر CESM^۵ نیز کارایی بالایی داشته و بتوانند کارایی سیستم‌های ESM دشمن را کاهش دهند. بنابراین قابلیت شنود کم یا LPI^۶ بودن به عنوان یک فاکتور مهم در رادارهای نوین تبدیل گردیده است و تکنیک‌های زیادی برای حصول به ویژگی احتمال شنود کم در سیستم‌های راداری طراحی شده است [۱-۴].

^۴ Moving Target Indicator

^۵ Counter Electronics Support Measures

^۶ Low Probability of Intercept

^۷ Counter Electronics Support Measures

^۸ Low Probability of Intercept

*رایانامه نویسنده پاسخگو: z.zarei0631@yahoo.com

^۱ Electronics Support Measures

^۲ Radar Warning Receiver

^۳ Anti-Radiation Missile

سطح لوب فرعی تابع خودهمبستگی آنها کمترین مقدار را دارد و برابر پیک لوب اصلی است، در بین کدهای باینری محبوبیت فراوانی دارند. در حقیقت به خاطر این ویژگی کدهای بارکر، کدهای کامل نامیده می‌شوند. دنباله های باینری بارکر با طول بیشتر از ۱۳ و فرد وجود ندارد و همچنین اثبات می‌شود در محدوده $4 < N_c < 1898884$ هیچ دنباله باینری بارکر وجود ندارد [۹، ۱۱ و ۱۲].

۲-۲. کدهای چند فازی

کدهای چند فازی دنباله‌هایی طول محدود، با دامنه ثابت و فاز متغیر ϕ_k هستند که در آنها بر خلاف کدهای باینری مقادیر ϕ_k می‌تواند هر مقداری بین 0 و 2π داشته باشد. افزایش تعداد عناصر یا مقادیر فاز در دنباله، امکان تولید دنباله‌هایی با طول بلندتر و سطح لوب فرعی پایین را می‌دهد که منجر به بهره پردازشی بیشتر در گیرنده می‌شود. از معروفترین کدهای چند فازی که در کاربردهای راداری مورد استفاده قرار می‌گیرند کدهای چندفازی بارکر، کدهای فرانک، P_1, P_2, P_3 و P_4 می‌باشد که در ادامه بررسی می‌شوند. لازم به ذکر است که تنوع کدهای چند فازی که در رادار استفاده می‌شوند بسیار زیاد هستند و ما در این بخش فقط دو خانواده از این کدها را معرفی می‌کنیم. برای کسب اطلاعات بیشتر خواننده می‌تواند به مراجع [۹، ۱۳] مراجعه نماید.

۲-۲-۱. کد فرانک

این کد با مدولاسیون خطی فرکانس و کدهای بارکر ارتباط نزدیکی دارد که به دلیل دستیابی به سطح لوب‌های فرعی پایین در رادارها مورد استفاده قرار گرفته‌اند. این کد از تقریب پله ای سیگنال با مدولاسیون فرکانس خطی با M پله فرکانسی و M نمونه در هر فرکانس حاصل می‌شود. پس شکل موج فرانک شامل یک سیگنال با دامنه ثابت می‌باشد که مدولاسیون فاز آن به وسیله فازهایی مطابق رابطه زیر انجام می‌شود:

$$\phi_{ij} = \frac{2\pi}{M}(i-1)(j-1) \quad (2)$$

به طوری که $i=1,2,\dots,M, j=1,2,\dots,M$ می‌باشد. در رابطه (۲)، ϕ_{ij} فاز سیگنال نامین نمونه از i زمین فرکانس می‌باشد. کد چند فازی فرانک را می‌توان به صورت یک ماتریس $M \times M$ نوشت:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & \dots & (M-1) \\ 0 & 2 & 4 & \dots & 2(M-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & M-1 & 2(M-1) & \dots & (M-1)(M-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

بود، در همین دهه بود که استفاده از تکنیک‌های زمان-فرکانسی برای رفع این مشکل استفاده شد. امروزه برای استخراج اطلاعات سیگنال، تبدیل فوریه به عنوان ابزار اصلی پردازش سیگنال‌ها در شاخه‌های مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرد. تبدیل‌های خطی و غیرخطی مانند تبدیل فوریه زمان کوتاه ($STFT^9$)، تبدیل موجک (WT^{10})، تبدیل وینر-ویل (WVD^{11})، تبدیل چویی و ویلیامز (CWD^{12}) و... از جمله تبدیل‌هایی هستند که برای آشکارسازی و شنود سیگنال LPI مورد استفاده قرار می‌گیرد [۹، ۱۰].

این مقاله برگرفته از تحقیقی در رابطه با شناسایی سیگنال‌های کد شده فازی در رادارهای LPI و نحوه شنود آنها در گیرنده‌های $ELINT^{13}$ و ESM است. در بخش‌های آتی سیگنال‌های مورد استفاده در رادارهای LPI، کاربرد تبدیلات زمان-فرکانسی در پردازش سیگنال راداری، ساختار پیشنهادی آشکارساز سیگنال LPI راداری و نتایج شبیه‌سازی آن و سپس نتیجه‌گیری کلی ارائه می‌گردد.

۲. معرفی سیگنال‌های کد شده فاز مورد استفاده در

رادارهای LPI

یکی از موضوعات مهمی که در رادارهای LPI اهمیت ویژه‌ای پیدا می‌کند تکنیک فشرده‌سازی پالس می‌باشد. در یک تقسیم‌بندی کلی روش‌های فشرده‌سازی پالس به دو دسته کلی فشرده‌سازی پالس با مدولاسیون فرکانس و یا فاز تقسیم می‌شوند. روش مدولاسیون فرکانس به دو دسته مدولاسیون خطی و غیر خطی فرکانس و روش مدولاسیون فازی نیز به دو روش باینری و چند فازی انجام می‌گیرد [۹]. در ادامه سیگنال‌های کد شده فاز معرفی می‌شوند.

۲-۱. کدهای باینری

یک دنباله کد باینری، ترکیب محدودی از فازهای 0 و π یا اعداد 0 و 1 به صورت $A = [a_1, a_2, \dots, a_n]$ و با طول‌های بزرگ‌تر از دو می‌باشد به طوری که ضرایب خودهمبستگی نامتناوب آن از رابطه زیر به دست می‌آیند [۱۱]:

$$r_k = \sum_{j=1}^{n-k} a_j a_{j+k} \quad (1)$$

به شرط اینکه برای $K \neq 0$ داریم $|r_k| \leq 1$ و $r_k = r_{-k}$.

انتخاب دنباله‌ها $a_i \in \{-1, 1\}$ تعیین‌کننده شکل تابع همبستگی دنباله و یا همان فرم خروجی فیلتر منطبق می‌باشد. از معروفترین کدهای باینری کدهای بارکر هستند. کدهای بارکر به خاطر اینکه

⁹ Short Time Fourier Transform

¹⁰ Wavelet Transform

¹¹ Wigner Ville Distribution

¹² Choi Williams Distribution

¹³ Electronics Intelligence

احتمال پایین شنود سیگنال‌های رادار LPI قابلیت آشکارسازی گیرنده‌های شنود امروزی را با مشکل مواجه کرده است. میزان موفقیت یک رادار LPI، به میزان سخت بودن آشکارسازی سیگنال آن برای گیرنده‌های شنود، وابسته می‌باشد. نشان داده شده که با پردازش‌های خاص در قسمت پردازش سیگنال گیرنده دیجیتال می‌توان میزان LPI بودن رادار را کاهش داد یا آن را از LPI بودن خارج کرد.

برای استخراج اطلاعات سیگنال، تبدیل فوریه به‌عنوان ابزار اصلی پردازش سیگنال‌ها در شاخه‌های مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرد ولی این تبدیل ضعف‌های کلیدی دارد که مرتبط به پایه‌های مختلط آن می‌باشد. یکی از ضعف‌های تبدیل فوریه این است که برای تحلیل سیگنال‌های غیر ایستان و سیگنال‌های دارای تغییرات ناگهانی مناسب نمی‌باشد. تبدیل فوریه برای یک سیگنال نشان می‌دهد که سیگنال مورد نظر دارای چه فرکانس‌هایی می‌باشد ولی نمی‌تواند زمان وقوع هر فرکانس را نمایش دهد. بنابراین ضعف اساسی تبدیل فوریه این است که در تبدیل به حوزه فرکانس اطلاعات زمانی از بین می‌رود. برای غلبه بر این مشکل باید در این تبدیل اصلاحاتی صورت گیرد تا بتواند در تحلیل سیگنال‌های غیر ایستان مفید باشد. برای این منظور برخی تبدیلات خطی و غیر خطی معرفی شدند که در تبدیلات خطی نظیر تبدیل فوریه زمان کوتاه، تبدیل ویولت و 14 QMFB به‌طور همزمان نمی‌توان تفکیک‌پذیری فرکانسی و زمانی خوبی داشت و برای رسیدن به یک تفکیک‌پذیری فرکانسی خوب، حجم محاسبات بالایی نیاز است. برای رفع این مشکلات تبدیلات غیرخطی معرفی شدند. توزیع وینر-ویل به‌عنوان یکی از چند تکنیک تحلیل زمان فرکانسی غیرخطی در پردازش سیگنال ذکر شده است [۱۷-۱۴]. در این تحلیل عمل تشخیص حضور یک سیگنال LPI و مشخصات مدولاسیون LPI در مقادیر مختلف سیگنال به نویز را به‌دست می‌آید. نتایج شبیه‌سازی‌های صورت گرفته در [۱۸] برای انواع سیگنال‌های LPI راداری آمده است. طبق این نتایج، توزیع وینر-ویل برای آشکارسازی سیگنال و تشخیص پارامترهای آن در مورد سیگنال‌های FMCW، کدهای چندفازه و چندزمانه مناسب می‌باشد. این توزیع برای کدهای کاستاس، FSK و FSK/PSK به خوبی عمل نمی‌کند. اما برای سیگنال FSK/PSK و FSK تکنیک CWD نتایج بسیار خوبی ارائه می‌کند. [۱۹ و ۲۰] در ادامه این گزارش تکنیک‌های WVD و CWD برای کشف سیگنال‌های کد شده چند فازی معرفی و بررسی می‌شوند.

که درایه‌های ماتریس فوق، ضرایب ضرب شونده در زاویه فاز اصلی $\frac{2\pi}{M}$ می‌باشند [۹].

۲-۲-۲. کدهای P_x

کدهای P_x نسخه اصلاح شده کد فرانک هستند با این تفاوت که یک ترم فرکانسی DC در وسط آنها وجود دارد برعکس کد فرانک که این ترم در ابتدای آن بود. این کدها شامل ۴ نوع مختلف یعنی P_1, P_2, P_3 و P_4 هستند [۹].

از تقریب پله‌ای سیگنال با مدولاسیون فرکانس خطی، M پله فرکانسی و M نمونه در هر فرکانس حاصل می‌شود. بهره پردازشی یا حداکثر نرخ فشرده‌سازی نیز برابر $N_c = M^2$ می‌باشد. مقدار فاز سیگنال ساخته شده به کمک کد P_1 از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$\phi_{ij} = \frac{-\pi}{M} (M - (2j - 1)) [(j - 1)M + (i - 1)] \quad (4)$$

به‌طوری که $i = 1, 2, \dots, M$ $j = 1, 2, \dots, M$ می‌باشد. در رابطه فوق، ϕ_{ij} فاز سیگنال i امین نمونه از j امین فرکانس می‌باشد. کد P_2 با معادله زیر مشخص می‌شود:

$$\phi_{ij} = \frac{-\pi}{2M} (2i - 1 - M)(2j - 1 - M) \quad (5)$$

فاز نمونه i ام کد P_3 با معادله زیر به‌دست می‌آید:

$$\phi_i = \frac{\pi}{N_c} (i - 1)^2 \quad (6)$$

به‌طوری که $i = 1, 2, \dots, N_c$ می‌باشد. همچنین دنباله فاز یک سیگنال P_4 به ازای $i = 1$ تا N_c با معادله زیر توصیف می‌شود:

$$\phi_i = \frac{\pi}{N_c} (i - 1)^2 - \pi (i - 1) \quad (7)$$

۳. کاربرد تبدیلات زمان-فرکانس در پردازش سیگنال راداری

ایده اساسی رادارهای LPI استفاده از پخش کردن توان تشعشع یافته در حوزه زمان و حوزه فرکانس (سیگنال‌های طیف گسترده)، به‌منظور تولید چگالی طیف توان زیر سطح نویز ورودی گیرنده شنود می‌باشد. بنابراین برای اینکه گیرنده شنود بتواند این سیگنال‌ها را آشکارسازی کند به گین پردازشی بالایی نیاز دارد که معمولاً این گین پردازشی در قسمت پردازش سیگنال گیرنده دیجیتال به‌دست می‌آید.

¹⁴ Quadrature Mirror Filter Bank

سیگنال راداری LPI مورد بررسی قرار می‌دهیم. طبق تعریف، تبدیل چویی-ویلیامز سیگنال $x(t)$ به صورت زیر تعریف می‌شود [۹، ۲۱]:

$$CWD_x(t, w) = \int_{\tau=-\infty}^{+\infty} e^{-jw\tau} \left[\int_{\mu=-\infty}^{+\infty} \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi\tau^2}} e^{-\frac{\sigma(\mu-\tau)^2}{4\tau^2}} x\left(\mu+\frac{\tau}{2}\right) x^*\left(\mu-\frac{\tau}{2}\right) d\mu \right] d\tau \quad (12)$$

که در رابطه فوق، $\sigma > 0$ ضریب مقیاس دهی و t و w نیز به ترتیب متغیرهای زمانی و فرکانسی سیگنال تبدیل یافته می‌باشند. در رابطه (۱۲)، ترم قرار گرفته درون براکت در حقیقت تخمینی از تابع خود همبستگی زمانی را ارائه می‌دهد.

با استفاده از نمونه زمانی و گسسته‌سازی فرکانسی به صورت $w = \frac{k\pi}{2N}$ رابطه (۱۲) را به صورت زیر بازنویسی می‌نماییم:

$$CWD_x\left(l, \frac{\pi k}{2n}\right) = 2 \sum_{n=0}^{2N-1} S'(l, n) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (13)$$

که در آن:

$$S'(l, n) = \begin{cases} S(l, n) & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & n = N \\ S(l, n-2N) & N+1 \leq n \leq 2N-1 \end{cases} \quad (14)$$

و همچنین:

$$S(l, n) = \sum_{\mu=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} W(\mu) \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi n^2}} e^{-\frac{\sigma(\mu-l)^2}{4n^2}} x(\mu+n) x^*(\mu-n) \quad (15)$$

در رابطه (۱۴)، l اندیس زمان گسسته و N طول دنباله ورودی است و در رابطه (۱۵) نیز $W(\mu)$ یک پنجره مستطیلی یکنواخت است که دارای مقدار واحد در محدوده $-M/2$ تا $M/2$ می‌باشد.

۴. آشکارساز پیشنهادی جهت کشف سیگنال‌های LPI

در این قسمت، ساختار آشکارساز سیگنال‌های گذشته چند فازی با تبدیل وینر-ویل و چویی-ویلیامز در گیرنده شنود و ساختار گیرنده با فیلتر منطبق در رادار LPI ارائه شده است. در واقع جهت اثبات کارایی تکنیک‌های مختلف پردازشی، با استفاده از شبیه‌سازی مونت کارلو و استخراج منحنی‌های عملکرد آشکارسازی، قدرت آشکارسازهای مذکور مقایسه می‌گردد.

۳-۱. توزیع وینر-ویل (WVD)

تبدیل وینر-ویل سیگنال زمان پیوسته $x(t)$ به صورت زیر تعریف می‌شود [۹، ۲۱]:

$$w_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x\left(t+\frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (8)$$

که در آن، t و f به ترتیب متغیرهای زمان و فرکانس تبدیل یافته شده سیگنال ورودی که تابعی سه بعدی است، می‌باشند. حال با نمونه‌برداری از سیگنال $x(t)$ و ایجاد سری زمانی $x(l)$ که در آن، l اندیس زمان گسسته با محدوده تغییرات $-\infty$ تا $+\infty$ می‌باشد، می‌توان تبدیل WVD گسسته پنجره شده توسط پنجره $W(n)$ به طول $2N-1$ را به صورت زیر بیان نمود:

$$w_x(l, w) = 2 \sum_{n=-N+1}^{N-1} x(l+n) x^*(l-n) w(n) w(-n) e^{-j2\pi n w} \quad (9)$$

در ادامه تابع کرنل $f_1(n)$ را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$f_1(n) = x(l+n) x^*(l-n) w(n) w(-n) \quad (10)$$

با استفاده از رابطه فوق، رابطه (۹) را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم:

$$w_x\left(l, \frac{\pi k}{2N}\right) = 2 \sum_{n=-N+1}^{N-1} f_1(n) e^{-j2\frac{\pi k}{2N} n} \quad (11)$$

نکته‌ای که در روابط فوق باید به آن توجه کرد آن است که با افزایش مقدار N ، کیفیت تفکیک پذیری زمانی و فرکانسی به دست آمده بهبود می‌یابد اما به دنبال آن، بار محاسباتی مساله نیز افزایش می‌یابد که این موضوع با عملکرد بلا درنگ یک گیرنده شنود که از الزامات آن به حساب می‌آید در تناقض می‌باشد. با انتخاب مقدار N ، تابع کرنل را می‌توان محاسبه نمود اما از آنجا که $f_1(n) = f_1^*(-n)$ لذا کفایت که $f_1(n)$ صرفاً برای $N \geq 0$ محاسبه گردد.

۳-۲. توزیع چویی-ویلیامز (CWD)

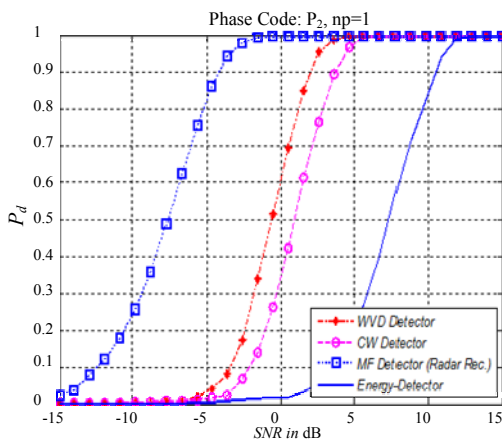
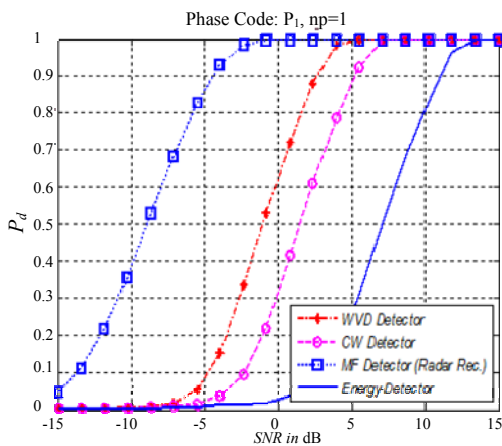
از مزایای استفاده از تبدیل وینر-ویل، محاسبه پارامترهای مدولاسیون سیگنال LPI می‌باشد. یکی از مشکلات این تبدیل در تحلیل سیگنال‌های چند مولفه‌ای می‌باشد. بدین صورت که در تصویر به دست آمده از این تبدیل، اثرات ناخواسته‌ای به صورت ترم‌های متقابل ظاهر می‌شوند که سبب می‌شود در SNRهای پایین، محاسبه پارامترهای سیگنال به سختی و بعضاً با خطا انجام گیرد. بدین منظور تبدیل دیگری با نام چویی-ویلیامز به عنوان ابزاری که کمتر با این مشکل روبه‌روست را در ادامه معرفی کرده و کارایی آن را در پردازش

تکنیک‌ها نیز به این صورت عمل می‌کنیم که برای یک P_d خاص به‌عنوان مثال $P_d=0.8$ مقدار SNR لازم برای هر روش را مقایسه می‌کنیم.

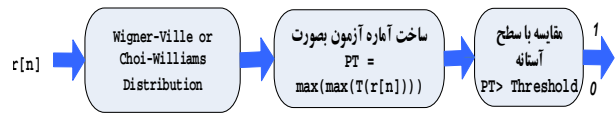
شبهه سازی‌ها جهت آشکارسازی کدهای بارکر، فرانک، P_1 ، P_2 و P_3 و P_4 متداول در رادار LPI و با طول‌های مشخص‌شده در جداول مربوطه با پردازش‌های زمان-فرکانسی وینر-ویل و چویی-ویلیامز در چهار حالت انجام گرفته است:

حالت اول:

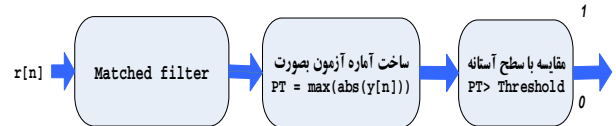
نرخ نمونه برداری برابر با $10/tc$ ، $10/tc$ ، $fs=1/tc$ باشد که tc طول هر چیپ است و به این معنی است که از هر چیپ از کد فقط یک نمونه، چهار نمونه و یا ۱۰ نمونه برداشته شود و سیگنال نیز در باند پایه است ($fc=0$). با این فرضیات و با نرخ هشدار ثابت $P_{fa}=1e-3$ منحنی‌های آشکارسازی کدهای فازی برای آشکارسازهای وینر-ویل، چویی-ویلیامز، گیرنده منطبق راداری و آشکارساز انرژی منطبق نمونه شکل ۳ شبیه‌سازی شده است و SNRهای لازم جهت حصول به $P_d=0.8$ که از منحنی‌های عملکرد آشکارسازی استخراج شده است، در جدول ۱ آمده است.



شکل ۳. منحنی عملکرد گیرنده شنود با کمک تبدیلات وینر-ویل و چویی-ویلیامز و مقایسه آن با گیرنده منطبق راداری و آشکارساز انرژی برای کد P_1 بطول ۴۹ (بالا) و کد P_2 بطول ۳۶ (پایین) در باند پایه و به ازای نرخ نمونه‌برداری $fs=1/tc$



شکل ۱. ساختار آشکارساز پیشنهادی در گیرنده شنود با تکنیک پردازش وینر-ویل یا چویی-ویلیامز بدون CFAR



شکل ۲. ساختار آشکارساز مبتنی بر فیلتر منطبق در رادار LPI

شکل ۱ ساختار آشکارساز پیشنهادی گیرنده شنود با تکنیک وینر-ویل و چویی-ویلیامز را نشان می‌دهد که در آن از سیگنال نمونه‌برداری شده خروجی گیرنده، تبدیل وینر-ویل یا چویی-ویلیامز گرفته می‌شود و سپس برای آشکارسازی، مقادیر خروجی توزیع‌های وینر-ویل و چویی-ویلیامز با سطح آستانه محاسبه‌شده مقایسه می‌گردد. در ساختار شکل ۲ سیگنال نمونه‌برداری شده پس از عبور از فیلتر منطبق که نمایانگر آشکارساز رادار LPI است، و مقایسه ماکزیمم مقدار خروجی با سطح آستانه تعیین‌شده، آشکارسازی انجام می‌شود. در نهایت نیز به‌منظور بررسی میزان کارایی آشکارسازهای پیشنهادی در این مقاله، عملکرد این آشکارسازها با یک آشکارساز انرژی ساده مقایسه می‌شود. در تمامی حالات وجود نویز سفید گوسی جمع‌شونده فرض شده است.

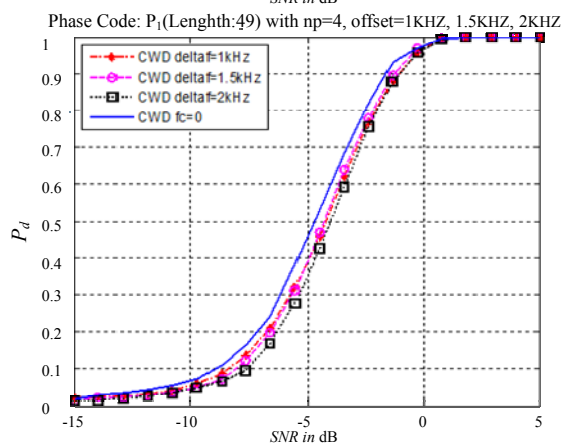
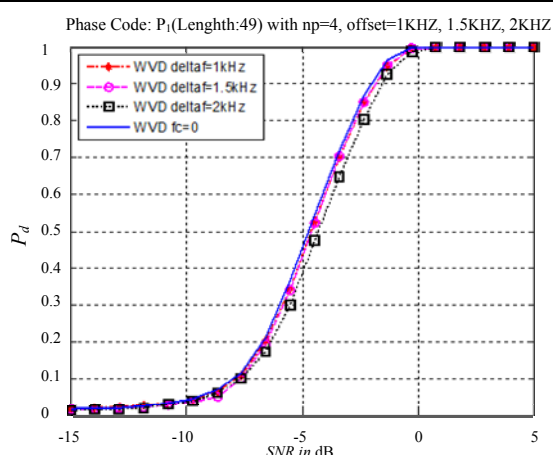
۵. نتایج شبیه‌سازی

با کمک نرم افزار MATLAB و استخراج منحنی‌های عملکرد آشکارسازی با روش مونت-کارلو که احتمال کشف سیگنال در SNRهای مختلف را نمایش می‌دهد، عملکرد گیرنده شنود در قبال کشف و آشکارسازی سیگنال‌های کد شده فازی که در رادارهای LPI استفاده می‌شود، بررسی شده است. در این شبهه سازی‌ها منحنی عملکرد آشکارسازی گیرنده راداری با تکنیک فیلتر منطبق و آشکارساز انرژی در یک احتمال آشکارسازی مقایسه می‌شود تا میزان موفقیت تکنیک‌های پردازشی به‌کار برده شده مشخص شود.

از آنجا که از نظر عملی در گیرنده شنود نمی‌توان از تکنیک فیلتر منطبق بهره گرفت چرا که گیرنده شنود از سیگنال ارسالی رادار با خبر نیست که گیرنده خود را با آن منطبق کند لیکن برای مقایسه تکنیک‌های دیگر با روش ایده‌آل (یعنی روش گیرنده منطبق مورد استفاده در رادار) منحنی عملکرد آشکارسازی مربوط به گیرنده رادار LPI را رسم کرده‌ایم که به‌عنوان شاخص بیانگر این است که هرچقدر منحنی خروجی تکنیک‌ها به این منحنی نزدیک‌تر باشد از نظر عملکرد مطلوب و بهینه‌تر است. برای مقایسه عملکرد این

جدول ۱. مقدار SNR مورد نیاز بر حسب dB جهت حصول $P_d=0.8$ به ازای نرخ نمونه برداری مختلف و با $P_{fa}=1e-3$ در شبیه سازی حالت اول

Signal	Code length	Np=1				Np=4			Np=10		
		VWD	CWD	MF	Energy Det.	VWD	CWD	MF	VWD	CWD	MF
Barker	۱۳	۵	۷	۲/۳	۹/۷	۲/۵	۱/۶	-۴/۵	۱	-۱	-۸
Frank	۴۹	۱/۴	۳/۲	-۵/۹	۸/۶	-۱/۶	-۰/۶	-۱۲/۳	-۴	-۴	-۱۶/۴
P_1	۴۹	۱/۴	۲/۷	-۶/۸	۸/۸	-۱	۰/۷	-۱۱/۷	-۳/۵	-۳	-۱۶
P_2	۳۶	۱/۸	۲/۵	-۴/۵	۹/۸	۰	۱	-۱۰/۷	-۳/۵	-۳/۵	-۱۴/۵
P_3	۴۹	۱	۲/۵	-۶	۹/۳	-۱/۳	-۰/۳	-۱۲	-۴	-۳	-۱۶/۵
P_4	۴۹	۱	۲/۵	-۶	۹	-۱	-۰/۳	-۱۱/۳	-۳/۵	-۳/۵	-۱۵



شکل ۴. منحنی عملکرد گیرنده شنود با کمک تبدیلات وینر-ویل و چوبی-ویلیامز برای کد P_1 بطول ۴۹ به ازای شیفت فرکانسی 1kHz, 1.5kHz, 2kHz و مقایسه با حالت بدون شیفت فرکانسی

که سیگنال رادار به صورت پررودیک ارسال می شود و پنجره نمونه برداری در گیرنده شنود هم دارای طولی برابر طول کد رادار است. در این شرایط عدم همزمانی پنجره نمونه برداری با شروع کد رادار را می توان با Circular Shift توصیف نمود.

همانطور که مقادیر ثبت شده در جدول ۱ نشان می دهد برای احتمال آشکارسازی ۰/۸، تکنیک وینر-ویل نسبت به تکنیک چوبی-ویلیامز در تمام حالات و برای تمام انواع کدهای فازی (بجز برای کد بارکر) به ازای نرخ های نمونه برداری مختلف، عملکرد بهتری دارد و به میزان SNR مورد نیاز با افزایش نرخ نمونه برداری (۴ نمونه در هر چیپ و یا ۱۰ نمونه در هر چیپ) با تکنیک چوبی-ویلیامز در آشکارسازی، حداقل ۰/۹dB نسبت به تکنیک وینر-ویل کمتر شده است.

حالت دوم:

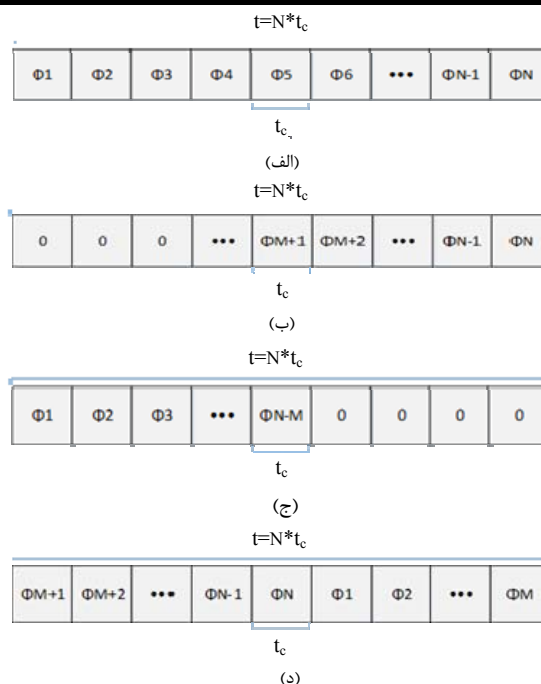
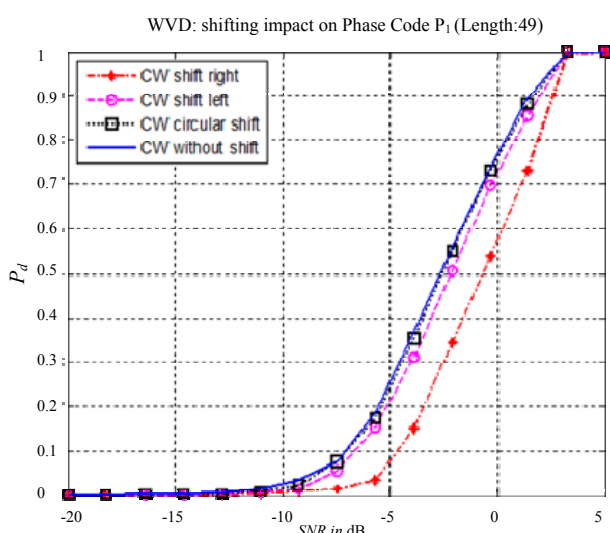
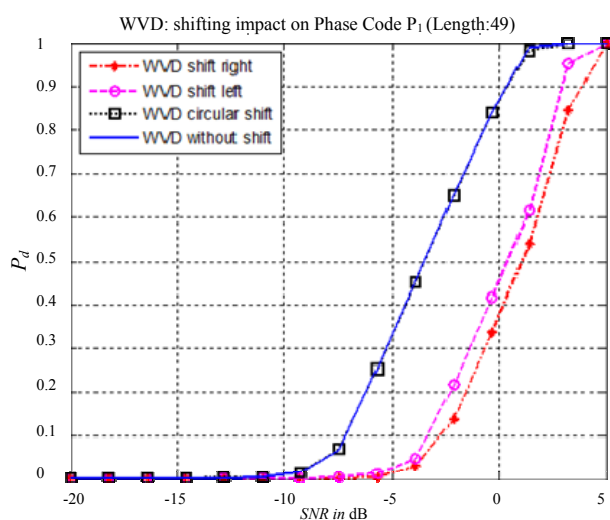
در این حالت به بررسی تاثیر فرکانس مرکزی غیر صفر (اثر داپلر) در گیرنده شنود پرداخته می شود. در ابتدا فرض می شود گیرنده شنود فرکانس مرکزی سیگنال رادار را می داند و لذا سیگنال دریافتی را به صورت دقیق به باند پایه منتقل می کند سپس می توان یک خطا در تخمین فرکانس مرکزی سیگنال رادار برای گیرنده در نظر گرفت که باعث می شود سیگنال دریافتی در خروجی گیرنده حول یک فرکانس غیر صفر ($f_c \neq 0$) قرار گرفته باشد. با مقایسه عملکرد گیرنده شنود در آشکارسازی این سیگنال ها با دو تکنیک وینر-ویل و چوبی-ویلیامز با فرض نرخ هشدار کاذب $P_{fa}=1e-3$ و فرکانس نمونه برداری 10kHz برای فرکانس های 2kHz, 1.5kHz, 1kHz $f_c = 2kHz, 1.5kHz, 1kHz$ که نتایج شبیه سازی آن برای $P_d=0.8$ بیانگر این واقعیت است که این آفست فرکانسی تاثیری در قدرت آشکارسازی سیگنال کد شده فازی در گیرنده ندارد. شکل ۴ خروجی شبیه سازی اثر آفست فرکانسی مربوط به کد P_1 ارائه شده است.

حالت سوم:

در این حالت به بررسی اثر شیفت زمانی سیگنال کد شده فازی در گیرنده شنود پرداخته شده است. در این مقاله فرض بر این است

جدول ۲. پارامترهای مربوط به شبیه‌سازی شده در حالت شیفت زمانی

Signal	Nc	Shift left	Shift right	Circular shift	نرخ نمونه‌برداری از هر چیپ (n _p)
Barker	۱۳	۷bits	۷bits	۷bits	۴
Frank	۴۹	۲۹bits	۲۹bits	۲۹bits	۴
P ₁	۴۹	۲۹bits	۲۹bits	۲۹bits	۴
P ₂	۳۶	۲۲bits	۲۲bits	۲۲bits	۴
P ₃	۴۹	۲۹bits	۲۹bits	۲۹bits	۴
P ₄	۴۹	۲۹bits	۲۹bits	۲۹bits	۴



شکل ۵. فازهای مربوط به سیگنال کد شده فازی به طول N: الف) بدون شیفت ب) شیفت به راست به طول M ج) شیفت به چپ به طول M د) شیفت دایروی به طول M

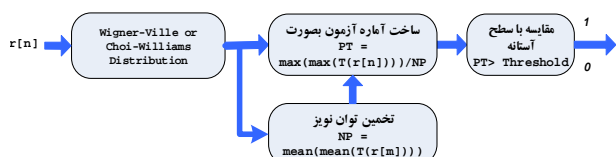
برای شبیه‌سازی این اثر فرض می‌شود سیگنال کد شده فازی یک‌بار در حالت کامل و بدون شیفت مطابق شکل ۵-الف دریافت شده، یا در زمان دریافت مطابق شکل ۵-ب تنها چند بیت انتهایی (شیفت به راست)، یا مطابق شکل ۵-ج چند چیپ ابتدایی (شیفت به چپ) و یا مطابق شکل ۵-د انتهای یک طول کد به‌علاوه ابتدای طول کد بعدی (شیفت دایروی) دریافت شده است به طوری که در تمام این حالات طول کد مورد پردازش برابر با طول در نظر گرفته‌شده اولیه است. منحنی‌های خروجی شبیه‌سازی برای کد P₁ در شکل ۶ نشان داده شده است. پارامترهای مورد استفاده در این شبیه‌سازی‌ها نیز در جدول ۲ آورده شده است.

شکل ۶. منحنی عملکرد گیرنده شنود باکمک تبدیلات وینر-ویل (بالا) و چویی-ویلیامز (پایین) برای کد P₁ به طول ۴۹ به ازای شیفت‌های مختلف زمانی و مقایسه با حالت بدون شیفت زمانی

جدول ۳. مقدار SNR مورد نیاز جهت حصول $P_d=0.8$ به ازای شیفت‌های مختلف در کد دریافتی گیرنده برای $P_{fb}=1e-3$

Signal	Code length	VWD				CWD			
		Circular shift	Shift-to left	Shift-to right	Without shift	Circular shift	Shift-to left	Shift-to right	Without shift
Barker	۱۳	۲/۴dB	۴dB	۴/۸dB	۲/۴dB	۱/۷dB	۲/۶dB	۲/۸dB	۱/۷dB
Frank	۴۹	-۲/۱dB	۱/۴dB	۲/۱dB	-۲/۱dB	-۰/۷dB	۰dB	۱dB	-۰/۷dB
P1	۴۹	-۰/۹۵dB	۲/۴dB	۲/۷dB	-۰/۹۵dB	۰/۲dB	۰/۷dB	۱/۷dB	۰/۲dB
P2	۳۶	۰dB	۳/۱dB	۳/۱dB	-۰/۹۵dB	۰dB	۱/۷dB	۱/۹dB	۰dB
P3	۴۹	۰dB	۲/۴dB	۲/۴dB	-۱/۲dB	-۰/۷dB	۰/۹۵dB	۰/۹۵dB	-۰/۷dB
P4	۴۹	-۱/۲dB	۲/۴dB	۲/۴dB	-۱/۲dB	۰dB	۱/۲dB	۱/۲dB	۰dB

سیگنال متفاوت است. براساس نتایج ارائه شده در جدول ۴ تلفات CFAR در بهترین حالت برای کد فرانک برابر ۲/۴ dB و در بدترین حالت برای کد P_1 برابر ۴/۷ dB می‌باشد.



شکل ۷. ساختار آشکارساز پیشنهادی در گیرنده شنود با تکنیک پردازش وینر-ویل یا چویی-ویلیامز

جدول ۴. مقدار SNR مورد نیاز جهت حصول $P_d=0.8$ در حالت CFAR و غیر CFAR در آشکارساز مبتنی بر WVD به ازای $P_{fb}=1e-3$

Signal	Code length	VWD	
		CFAR	No CFAR
Frank	۶۴	۰/۷	-۱/۷
P1	۶۴	۳/۵	-۱/۲
P2	۶۴	۰/۸	-۲
P3	۶۴	۰/۸	-۳/۳
P4	۶۴	۰/۸	-۲

با توجه به جدول ۳ و بررسی منحنی‌های بدست آمده مشاهده میشود که به‌جز برای کد بارکر، عملکرد تبدیل وینر-ویل نسبت به تبدیل چویی-ویلیامز در آشکارسازی سیگنال گذشته با شیفت زمانی بهتر است و از آنجا که اساس این تبدیلات بر تشخیص انرژی است لذا شیفت دایروی تاثیر زیادی بر عملکرد گیرنده ندارد.

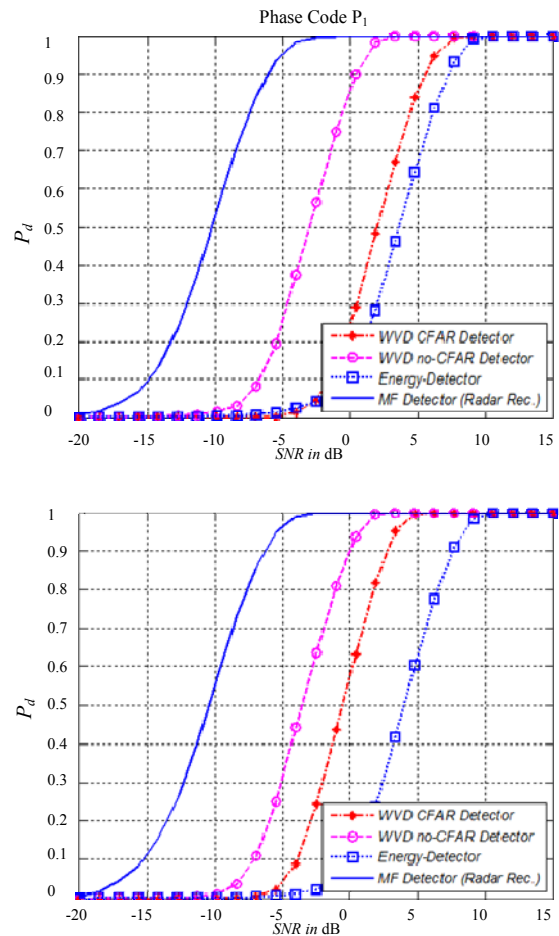
حالت چهارم:

در این حالت شبیه‌سازی‌ها به منظور بررسی اثر CFAR شدن آشکارساز در قدرت آشکارسازی تکنیک‌های وینر-ویل و چویی-ویلیامز و مقایسه آن با ساختار غیر CFAR انجام شده است. ساختار پیشنهاد شده برای آشکارساز CFAR در شکل ۷ نشان داده شده که در بلوک تخمین توان نویز خروجی تبدیلات وینر-ویل و چویی-ویلیامز، اندیس m بیانگر اندیس‌های متناظر با مقادیر کوچک‌تر خروجی می‌باشد. یعنی ابتدا داده‌های خروجی تبدیل بر اساس دامنه مرتب و چند مقدار بزرگ‌تر (در شبیه‌سازی‌ها برای WVD تعداد ۱۰۰ نمونه بزرگ‌تر) کنار گذاشته شده و از بقیه مقادیر میانگین‌گیری می‌شود. سپس توان سیگنال به این مقدار به‌دست‌آمده (به عنوان توان نویز) تقسیم می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برای آشکارساز مبتنی بر تبدیل وینر-ویل در شکل ۸ و جدول ۴ ارائه شده است. با دقت در نتایج حاصله مشخص میشود که قدرت آشکارسازی توزیع وینر-ویل در حالت CFAR کمی افت پیدا می‌کند که این افت بسته به نوع

است. اما در مورد کد بارکر مشاهده می‌شود که حداقل SNR مورد نیاز آشکارسازی با افزایش نرخ نمونه‌برداری (۴ نمونه در هر چیپ و یا ۱۰ نمونه در هر چیپ) با تکنیک چوبی-ویلیامز، حداقل ۰/۹ dB نسبت به تکنیک وینر-ویل کمتر شده است. در بررسی تاثیر آفست فرکانسی مشاهده شد که در فرکانس‌های به‌کار رفته، قدرت آشکارسازی سیگنال کد شده فازی در گیرنده شنود تغییری ندارد. در تحلیل تاثیر شیفت زمانی سیگنال‌ها در گیرنده مشاهده شد که به‌جز برای کد بارکر، عملکرد تبدیل وینر-ویل نسبت به تبدیل چوبی-ویلیامز در آشکارسازی سیگنال‌های شیفت یافته زمانی (شیفت به چپ و یا راست) حداقل ۱ dB بهتر شده است و شیفت دایروی نیز تاثیر زیادی بر عملکرد گیرنده‌ها در دو حالت استفاده از پردازش چوبی-ویلیامز و یا وینر-ویل نداشته است. در نهایت با ساختار پیشنهاد شده برای CFAR مشخص شد که قدرت آشکارسازی توزیع وینر-ویل در حالت CFAR کمی افت پیدا می‌کند که این افت بسته به نوع سیگنال متفاوت است. بر اساس نتایج ارائه شده، تلفات CFAR در بهترین حالت برای کد فرانک برابر ۲/۴ dB و در بدترین حالت برای کد P_1 برابر ۴/۷ dB می‌باشد.

۷. مراجع

- [1] Stove, A.G., Beasley, P.D.L., Reits, B.J., and Arings, B.-O.: "Das PILOT radar". Proc. MIOP'90, Stuttgart, Germany, 1990
- [2] Arings, B.-O.: "The PILOT, a quiet naval tactical radar". Proc. Radarcon 90, Adelaide, Australia, pp. 165-171, 1990.
- [3] Shannon, C.E.: "A mathematical theory of communication", Bell Syst. Tech. J., pp. 379-424, 623-657, 1948.
- [4] Stove, A.G., Hume, A.L. and Baker, C.J., "Low probability of intercept radar strategies", Vol. 151, No. 5, pp. 249-260, 2004.
- [5] Van Voorhis, S. N., "Microwave Receivers". New York: McGraw-Hill, 1948.
- [6] Earp, C. W., "Frequency indicating cathode-ray oscilloscope". United States of America; McGraw-Hill, 1948.
- [7] Harper, T., "High Probability of Interception Receiver", California: Watkins-Johnson, 1975.
- [8] Bao, J and Tsui, Y., "Microwave receivers with electronic warfare application.", New York, The United States of America: John Wiley, 1986.
- [9] Pace, P. E., "Detecting and classifying low probability of intercept radar", 2nd ed. Norwood, United States of America/Massachusetts: Artech House, 2009.
- [10] Hosseini, S. M., "Interception of FMCW radars Using WIGNER-VILLE TRANSFORM", Master of Science in system engineering, Department of Electrical and Electronics Engineering Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran, September 2013.



شکل ۸. نتایج شبیه‌سازی جهت مقایسه عملکرد آشکارساز CFAR و آشکارساز غیر CFAR برای آشکارساز مبتنی بر تبدیل WVD

۶. نتیجه گیری

در این مقاله پس از معرفی سیگنال‌های کد شده فازی راداری که در رادارهای LPI کاربرد دارند به بیان روش پردازش این سیگنال‌ها و نحوه آشکارسازی آن‌ها در گیرنده‌های شنود پرداخته شد. برای این منظور دو تکنیک پردازشی زمان-فرکانسی شامل توزیع وینر-ویل و چوبی-ویلیامز در گیرنده شنود پیشنهادی جهت کشف و آشکارسازی سیگنال‌های کد شده راداری، مورد بررسی قرار گرفت و میزان موفقیت این روش‌ها با گیرنده منطبق راداری مقایسه گردید. در شبیه‌سازی‌های انجام شده میزان حساسیت آشکارسازی به تغییر در نرخ نمونه‌برداری، تاثیر آفست فرکانسی و شیفت زمانی سیگنال دریافتی بررسی شد. نتایج شبیه‌سازی حاکی از آن است که در بررسی تاثیر افزایش نرخ نمونه‌برداری از سیگنال‌های کد شده فازی در باند پایه، برای احتمال آشکارسازی ۰/۸، تکنیک وینر-ویل نسبت به تکنیک چوبی-ویلیامز در تمام حالات و برای تمام انواع کدهای فازی (بجز برای کد بارکر) به ازای نرخ‌های نمونه‌برداری مختلف، عملکرد بهتری دارد و به SNR کمتری نیاز

- [11] Golomb, S., Scholtz, R., "Generalized barker sequences," IEEE Transactions, Information Theory, Vol. 11, No. 4, pp. 533 - 537, 1965.
- [12] Luenberger, D.G., "On barker codes of even length", Proceedings of the IEEE, Vol. 51, No. 1, pp. 230 - 231, 1963.
- [13] Levanon, N and Mozeson, E., "Radar Signals," John Wiley and Sons, 2004.
- [14] Yandong, L and Xiaodong, Z., "Wigner-Ville distribution and its application in seismic attenuation estimation," Springer, Applied Geophysics, Vol. 4, No. 4, pp. 245-254, December 2007.
- [15] Ozgur, G. T., Yasin, E. A., Tülay, Y. and Durak, A. L. , "Parameter Extraction of FMCW modulated radar signal using wigner-hough transform," IEEE 12th International Symposium on, in Computational Intelligence and Informatics (CINTI), Vol.1, pp. 465 – 468, 2011.
- [16] Milne, P. R. and Pace, P. E. , "Wigner distribution detection Aand analysis Of FMCW And P-4 polyphase LPI waveforms," Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), pp. 3944 - 3947, 2002.
- [17] Tezel, C. and Ozkazanc, Y., "Methods for Analysis of LPI Radar Signals," IEEE ,Signal processing and communications applications, pp. 1-4, 2006.
- [18] Gardner, W. A., "Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals," IEEE ,Signal Processing Magazine, Vol. 8, No. 2, pp. 14 - 36, April 1991.
- [19] Figueiredo, A. C. A., Nave, M. F. F. and Contributors, E. J., "Improved time-frequency visualization of chirping mode signals in Tokamak plasmas using the Choi-Williams distribution," IEEE Transactions on , Plasma Science, Vol. 33, No. 2, pp. 468 - 469, 2005.
- [20] Lunden, J. and Koivunen, V., "Automatic radar waveform recognition, " IEEE Journal, Selected Topics in Signal Processing, Vol. 1, No. 1, pp. 124 - 136, June 2007.
- [21] Flandrin, P., Gonçalves, P., Lemoine, O., Auger, F., "Time-frequency toolbox tutorial". france, 1995-1996.

Detection of Phase Code Modulated LPI Radar Signals using Time-Frequency Distributions and Comparing with Power Function of Matched Detector

Z. Zarei*, M. M. Madani, R. Mohseni

* Maleke-Astar University of Technology

(Received: 16/07/2013, Accepted: 03/03/2015)

Abstract

Nowadays, in the modern wars, radars have faced with many threats. Therefore, low probability of interception (LPI) capability is considered as an important factor in military radars. On the other hand, research on the interception of their signals is started and so far several methods are presented for detection of these signals. By using of time-frequency techniques, we can estimate signal parameters such as carrier frequency, Modulation bandwidth, and its period, in addition of detection of LPI signal. In this paper, the proposed detector architecture uses time-frequency techniques including Wigner-Ville and Choi-Williams distributions for detection of some LPI radar waveforms with Phase Shift Keying (PSK) modulation such as Barker code, Frank code and P1-P4 codes to compare an interception receiver and matched-filter detector in LPI radar receiver with assumption of Additive White Gaussian Noise (AWGN). Then, Power Function graphs for proposed intercept receiver and LPI radar receiver are depicted and compared, which indicate that we obtain desirable results by using of this technique in the intercept receiver.

Keywords: Radar Signal Interception, Time-Frequency Analysis, LPI Radar Signals, Pulse Compression .