

طراحی شکل موج ارسالی رادار به منظور بالا بردن دقت تخمین تأخیر و فرکانس داپلر هدف با معیار CRB

ابراهیم یاقری^۱، کارشناسی ارشد، محمدحسین کهایی^۲، دانشیار، محمد جباریان^۳، دانشجوی دکترا، علی اصغر بهشتی شیرازی^۴، استادیار

۱، ۲، ۳ و ۴ - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران - ایران.

Email: e.bagheri.iust9135@gmail.com¹, kahaiei@iust.ac.ir², jabbarian3110@gmail.com, abeheshti@iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله، مسئله طراحی شکل موج به منظور تخمین پارامترهای تأخیر و داپلر هدف، بر اساس معیار CRB بررسی می‌شود. پس از به دست آوردن حدود CRB، از مدل سیگنال OFDM برای طراحی شکل موج استفاده می‌شود و با حداقل کردن این حدود دو شکل موج طراحی می‌شود. کارایی شکل موج‌ها نیز با استفاده از تابع ایهام متقابل (CAF)، مورد بررسی قرار گرفته و برای ارزیابی دقیق‌تر از پارامتر MF استفاده می‌شود. افزایش مقادیر MF، معادل افزایش احتمال آشکارسازی هدف در رادار است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که با استفاده از شکل موج‌های طراحی شده، میزان MF افزایش می‌یابد که این امر بیانگر کاهش پیک‌های فرعی در تابع CAF و در نتیجه افزایش احتمال آشکارسازی هدف است. واژه‌های کلیدی: طراحی شکل موج رادار، رادار شناخت‌گر، تخمین تأخیر و داپلر هدف، حد CRB پارامترهای هدف.

Radar waveform design for increasing accuracy of delay and Doppler estimation of a target based on CRB

E. Bagheri¹, Msc, M. H. Kahaiei², Associate professor, M. Jabbarian³, Phd. Student, A. A. Beheshti Shirazi⁴, Assistant professor

1, 2, 3 & 4- School of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran

Email: e.bagheri.iust9135@gmail.com¹, kahaiei@iust.ac.ir², jabbarian3110@gmail.com, abeheshti@iust.ac.ir

Abstract: In this paper, we investigate the problem of waveform design to estimate the delay and Doppler parameters of a target based on the Cramer-Rao Bound (CRB). After obtaining the CRBs, the OFDM signal model is used for the waveform design and by minimizing the CRBs two waveforms are obtained. The performance of waveforms is inspected using the Cross Ambiguity Function (CAF) and the Merit Factor (MF) is used for more evaluations. The increase of the MF is equivalent to the increase of the Probability of detection (Pd) of the target. Simulation results show that using the proposed waveforms, the amount of MF increases which is equivalent to decreasing the side lobes in the CAF and increasing the Pd of targets.

Keywords: Radar waveform design, cognitive radar, estimation the delay and doppler of target, CRB for parameters of target.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۲/۱۰/۰۶

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۴/۱۱/۱۷ و ۹۴/۱۰/۲ و ۹۴/۱۰/۱۱ و ۹۴/۰۵/۱۱ و ۹۴/۲/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۲/۱۹

نام نویسنده مسئول: دکتر محمد حسین کهایی

نشانی نویسنده مسئول: ایران، تهران، نارمک، دانشگاه علم و صنعت تهران، دانشکده مهندسی برق.

۱- مقدمه

طراحی شکل موج یکی از راه‌های مناسب در فرستنده برای بهبود عملکرد سیستم رادار در آشکارسازی و تخمین پارامترهای هدف است. اما معیارهای مختلفی برای طراحی شکل موج در رادار وجود دارد. به عنوان مثال در [۱]، طراحی شکل موج به منظور افزایش سیگنال به نویز و سیگنال به کلاتر انجام گرفته است. در [۲، ۳] طراحی شکل موج با معیار افزایش اطلاعات متقابل بین اکوی هدف و شکل موج ارسالی ارائه شده است. معیار مناسب دیگری که برای طراحی وجود دارد، حداکثر احتمال آشکارسازی هدف است [۴-۸]، به عنوان مثال در [۸] شکل موج به منظور حداکثر نمودن احتمال آشکارسازی در حضور کلاتر همبسته با سیگنال هدف طراحی شده است. در [۹] طراحی شکل موج در رادار باندپهن به منظور افزایش رزولوشن و قدرت تفکیک چند هدف مورد بررسی قرار گرفته است. همچنین بعد از معرفی رادار شناختگر در [۱۰]، این ایده ایجاد شد که با استفاده از اطلاعات پیشین و وجود فیدبک بین گیرنده و فرستنده، شکل موج مناسب را طراحی نمود. به عنوان مثال در [۱۱] طراحی با استفاده از اطلاعات پیشین ماتریس کواریانس نویز و با معیار BCRB* ارائه شده است.

به منظور تخمین دقیق‌تر پارامترهای هدف مانند دامنه، زاویه، تأخیر و داپلر، می‌توان از معیار CRB استفاده نمود، بدین ترتیب که شکل موج را طوری طراحی نمود که حد CRB مربوط به پارامتری که می‌خواهیم تخمین بزنیم حداقل شود. حد CRB در واقع حداقل واریانس تخمین‌گرهای غیرپایاس است و با کاهش این حد، می‌توان پارامتر مورد نظر را با دقت بیش‌تری تخمین زد. در [۱۲] طراحی شکل موج به منظور تخمین پارامترهای خطی هدف مانند دامنه و زاویه با معیار CRB انجام شده است.

در این مقاله، طراحی شکل موج به منظور تخمین پارامترهای غیرخطی هدف مانند تأخیر و داپلر، با معیار CRB انجام می‌شود. روش سنتی برای به دست آوردن میزان تأخیر و فرکانس داپلر هدف، استفاده از رادارهای پالسی است، اما برای رسیدن به میزان دقت مناسب برای تخمین هر یک از پارامترهای تأخیر و داپلر باید مصالحه‌ای صورت گیرد و تغییر میزان PRF^۵، میزان دقت تخمین هر یک از پارامترهای تأخیر و داپلر را مشخص می‌کند، به طوری که کاهش PRF، ابهام در تأخیر را کاهش و ابهام در داپلر را افزایش می‌دهد و بالعکس [۱۳]. روشی که برای حل این مشکل پیشنهاد شده است، استفاده از تابع CAF است [۱۴]. اما شکل موج‌هایی که در پردازش سنتی رادار پالسی مورد استفاده قرار می‌گیرند (نظیر مدولاسیون FM، شکل موج LFM و ...) برای پردازش CAF مناسب نیست، زیرا پیک‌های فرعی قابل توجه ایجاد می‌کنند پس لازم است که به منظور تخمین مناسب تأخیر و داپلر با پردازش CAF، شکل موج‌های مناسبی طراحی شود. در ادامه، ابتدا مدل سیگنال دریافتی را بیان می‌کنیم. سپس در بخش ۳، به محاسبه حد CRB مربوط به پارامترهای دامنه، زاویه، تأخیر و داپلر هدف می‌پردازیم و در بخش ۴، به طراحی شکل موج می‌پردازیم.

بخش ۵- به معرفی معیار مقایسه یعنی تابع CAF و پارامتر MF می‌پردازیم، سپس در بخش ۶- نتایج شبیه‌سازی و بررسی عملکرد شکل موج‌های طراحی شده و مقایسه آن با شکل موج‌های متداول OGLFM* [۱۵]، Barker [۱۶]، LFM [۱۷]، Alltop [۱۸]، SNRM_{Max} [۱۹]، ارائه می‌شود.

شکل موج بارکر فقط برای طول کد وجود دارد [۱۶] که بزرگ‌ترین طول آن ۱۳ است، به عنوان مثال بارکر به طول ۵ و ۱۳ در زیر آمده است:

$$B_7 = [111-11]^T \quad (1)$$

$$B_{13} = [11111-1-111-1-1-11]^T$$

از ویژگی‌های مناسب شکل موج بارکر، داشتن سطح پایین از پیک فرعی در تابع ابهام است ولی دارای محدودیت در طول شکل موج ارسالی است. شکل موج OGLFM نیز به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۵]:

$$s(t) = \left(\frac{1}{\pi\lambda^2}\right)^{1/4} e^{-\frac{t^2}{2\lambda^2}} e^{j2\pi\lambda t^2} \quad (2)$$

پارامتری است که شکل تابع ابهام را کنترل می‌کند و b نیز نرخ افزایش فرکانس شکل موج است. در [۱۵] نشان داده شده است که پارامترهای λ و b برای داشتن عملکرد مناسب در تابع ابهام، باید در بازه‌های $0.5 < \lambda < 0.4$ (میلی ثانیه) و $3 \times 10^{-5} < b < 3 \times 10^{-3}$ (ثانیه/هرتز)، انتخاب شوند. برای شبیه‌سازی ما مقادیر این پارامترها را برابر $\lambda = 0.45$ و $b = 2 \times 10^{-5}$ در نظر می‌گیریم. دنباله شکل موج Alltop نیز به صورت زیر است [۱۸]:

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left\{j \frac{2\pi}{N} (n^3 + \lambda n)\right\}, n=0, \dots, N-1 \quad (3)$$

که پارامتر $\lambda = \pm 1$ می‌تواند باشد و برای شبیه‌سازی ما مقدار $\lambda = -1$ را در نظر می‌گیریم.

شکل موج SNR Max نیز از ماتریس کواریانس نویز به دست می‌آید و پاسخ آن معادل بردار ویژه متناظر با حداقل مقدار ویژه ماتریس کواریانس نویز محیطی می‌باشد که این شکل موج با معیار حداکثر SNR به دست آمده است [۱۹].

۲- مدل سیگنال دریافتی

مدلی متشکل از یک فرستنده و N گیرنده (SIMO*) را همانند شکل ۱، در نظر بگیرید.



شکل ۱: مدل کانال SIMO در رادار

در این صورت می‌توان بردار سیگنال دریافتی از K هدف را به صورت زیر نمایش داد:

و با محاسبه درایه‌های آن داریم:

$$CRB_s = \frac{1}{2N\gamma} \quad (11)$$

$$CRB_{\omega_k} = \frac{\sigma^2}{2N\alpha^2 \frac{1}{T} \int_0^T t^2 s(t) s^*(t) dt}$$

$$CRB_{\varphi} = \frac{\lambda^2}{8\gamma(\pi\alpha d \cos\varphi)^2} \frac{N(N-1)(2N-1)}{6}$$

که $\gamma = SNR = E_s / \sigma^2$ بوده و $E_s = \int_0^T s^2(t) dt$ انرژی سیگنال

ارسالی است.

همان‌طور که مشخص است، حد CRB مربوط به پارامترهای دامنه و زاویه به شکل موج ارسالی وابسته نیست، در صورتی که حد CRB داپلر هدف، به شکل موج وابسته است و می‌توان شکل موج مناسب را به منظور حداقل نمودن حد CRB پارامتر داپلر به دست آورد. برای محاسبه CRB مربوط به پارامتر تأخیر هدف و اینکه بتوانیم نسبت به پارامتر تأخیر τ در رابطه (۹) مشتق بگیریم، تبدیل فوریه بردار $\mathbf{h}(\theta_k, t)$ را در رابطه (۹) جایگذاری می‌نماییم.

$$I_{\tau}(\theta_k) = \frac{2}{\sigma^2} \text{Re} \left\{ E \left[\left[\frac{\partial \mathbf{h}^T(\theta_k, t)}{\partial \tau_k} \right]^H \left[\frac{\partial \mathbf{h}^T(\theta_k, t)}{\partial \tau_k} \right] \right] \right\} \quad (12)$$

که در آن داریم:

$$(13)$$

$$\mathbf{h}^T(\theta_k, t) = F \{ \mathbf{h}(\theta_k, t) \} = \alpha_k \mathbf{a}(\varphi_k) e^{-j2\pi t / T - j\omega_k t} s(f - f_{\tau_k})$$

که بردار $\mathbf{a}(\varphi_k)$ در رابطه (۵) معرفی شده است.

با قرار دادن (۱۳) در (۱۲)، CRB مربوط به پارامتر تأخیر هدف، به صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$CRB_{\tau} = \frac{\sigma^2}{8N\pi^2\alpha^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 S(f) S^*(f) df} \quad (14)$$

$$S(f) = \int_0^T s(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

که البته مزدوج‌های پارامتر تأخیر با سایر پارامترها با فرض حقیقی بودن سیگنال ارسالی صفر می‌شوند. یکی از ویژگی‌های مهم استفاده از CRB این است که به کمک آن می‌توان عوامل تأثیرگذار در تخمین پارامتر را شناسایی نمود. در حالت کلی کم شدن حد CRB هر پارامتر، معادل بهبود تخمین آن پارامتر است.

۴- طراحی شکل موج به منظور تخمین پارامترهای داپلر و تأخیر

به دلیل خصوصیات مناسب سیگنال OFDM، از قبیل متعامد بودن پالس‌های آن در حوزه زمان و پیاده‌سازی راحت آن با الگوریتم FFT، شکل موج ارسالی را به صورت OFDM در نظر می‌گیریم [۲۱]:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \mathbf{a}(\varphi_k) e^{j\omega_k t} s(t - \tau_k) + \mathbf{w}(t), |t| < \frac{T}{2} \quad (4)$$

که $\alpha_k, \tau_k, \omega_k, \varphi_k$ به ترتیب بیانگر دامنه دریافتی، فرکانس زاویه‌ای داپلر، تأخیر دریافتی و زاویه ورودی مربوط به k امین هدف و $s(t)$ سیگنال ارسالی با پهنای پالس T هستند. بردار نویز گوسی سفید کانال، $\mathbf{y}(t)$ بردار دریافتی و $\mathbf{a}(\varphi_k)$ بردار جهتی هدف کلام به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), \dots, y_N(t)]^T$$

$$\mathbf{a}(\varphi) = \left[1, e^{j\frac{2\pi d \sin\varphi}{\lambda}}, \dots, e^{j\frac{2\pi d(N-1)\sin\varphi}{\lambda}} \right]^T \quad (5)$$

$\mathbf{w}(t) = [w_1(t), \dots, w_N(t)]^T$ که فاصله بین عناصر آنتن‌ها در گیرنده و λ طول موج فرکانس حامل سیگنال ارسالی است. $y_i(t), w_i(t)$ به ترتیب سیگنال دریافتی و نویز در لحظه‌ی t در i امین آنتن گیرنده می‌باشند.

۳- محاسبه حد CRB مربوط به پارامترهای هدف

مسئله به دست آوردن حد CRB پارامترهای هدف، در مقالات مختلف و با مدل‌های متفاوت بررسی شده است [۲۶، ۲۷]. در این مقاله حد CRB پارامترهای هدف با مدل یک فرستنده و چند گیرنده و نویز گوسی سفید به دست آورده می‌شود.

پارامترهای هدف را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\theta = [\alpha, \omega, \varphi, \tau]^T \quad (6)$$

در ادامه برای به دست آوردن حد CRB پارامترهای مجهول، ابتدا ماتریس اطلاعات فیشر محاسبه می‌شود. مدل پیشنهادی در رابطه (۴) را می‌توان به صورت کلی زیر نمایش داد:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\theta_k, t) + \mathbf{w}(t) \quad (7)$$

که $\mathbf{h}(\theta_k, t)$ بردار در برگرفته مجهولات مربوط به k امین هدف، به صورت زیر است:

$$\mathbf{h}(\theta_k, t) = [h_1(\theta_k, t), h_2(\theta_k, t), \dots, h_N(\theta_k, t)]^T \quad (8)$$

$$h_i(\theta_k, t) = \alpha_k e^{j2\pi i d \sin\varphi} e^{j\omega_k t} s(t - \tau_k)$$

که: $i=1, \dots, N$

با توجه به رابطه (۸)، i زایم عنصر از ماتریس اطلاعات فیشر به صورت زیر محاسبه می‌شود [۱۵]:

$$[I(\theta_k)]_{ij} = \frac{2}{\sigma^2} \text{Re} \left\{ E \left[\left[\frac{\partial \mathbf{h}(\theta_k, t)}{\partial \theta_i} \right]^H \left[\frac{\partial \mathbf{h}(\theta_k, t)}{\partial \theta_j} \right] \right] \right\} \quad (9)$$

که σ^2 واریانس نویز محیط، $\text{Re}(\cdot)$ بیانگر قسمت حقیقی و $[\cdot]^H$ بیانگر مزدوج ترانزاده است.

با جایگذاری (۸) در (۹) درایه‌های ماتریس اطلاعات فیشر به دست می‌آیند، با انجام کمی محاسبات ملاحظه می‌شود تمام درایه‌های غیر از قطر اصلی در ماتریس فیشر، صفر هستند، زیرا این درایه‌ها قسمت حقیقی ندارند و در نهایت ماتریس CRB مربوط به پارامترهای موجود در رابطه (۶)، با معکوس نمودن ماتریس فیشر به دست می‌آید.

$$\mathbf{C}^{CRB}(\theta_k) = \mathbf{I}^{-1}(\theta_k) \quad (10)$$

۴-۲- حد اقل نمودن حد CRB پارامتر تأخیر

مسئله حد اقل نمودن حد CRB پارامتر تأخیر در رابطه (۱۴)، معادل مسئله زیر می‌باشد:

$$\arg \max_s \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} f^2 S(f) S^*(f) df \right\} = \quad (21)$$

$$\arg \max_s \left\{ \sum_{p=1}^P p^2 S(p) S^*(p) \right\}$$

که $S(p)$ $p=1:\Delta p:P$ نمونه‌های گسسته فرکانسی می‌باشند. یعنی از طیف فرکانسی سیگنال به فاصله فرکانسی Δp تا ماکزیمم فرکانس P نمونه‌برداری می‌نماییم. نمونه‌های گسسته فرکانسی، با استفاده از تبدیل فوریه گسسته و به صورت زیر، از روی نمونه‌های زمانی آن محاسبه می‌شوند:

$$S(p) = \sum_{n=1}^{N_s} s(n) e^{-j2\pi pn / N_s} \quad p=1:\Delta p:P \quad (22)$$

با تعریف بردار ستونی $\mathbf{e}_p = \left\{ e^{-j2\pi pn / N_s} \right\}_{n=1}^{N_s}$ و بردار شکل موج حوزه زمان $\mathbf{s} = [s(1), s(2), \dots, s(N_s)]^T$ ، رابطه (۲۲) را به صورت زیر بیان می‌کنیم:

$$S(p) = \mathbf{s}^T \mathbf{e}_p \quad (23)$$

با جایگذاری رابطه (۲۳) در (۲۱) داریم:

$$\arg \max_s \left\{ \sum_{p=1}^P p^2 \mathbf{s}^T \mathbf{e}_p \mathbf{e}_p^H \mathbf{s} \right\} = \quad (24)$$

$$\arg \max_s \left\{ \mathbf{s}^T \mathbf{E}_p \mathbf{s} \right\}$$

که $\mathbf{E}_p = \sum_{p=1}^P p^2 \mathbf{e}_p \mathbf{e}_p^H$ بوده و پاسخ مسئله فوق به صورت زیر می‌باشد:

$$\mathbf{s}^T = \mathbf{v}_{\max}(\mathbf{E}_p) \quad (25)$$

و $\mathbf{r}^T = FFT \{ \mathbf{s}^T \}$ خواهد بود.

با مقایسه دو شکل موج طراحی شده، ملاحظه می‌شود که تابع هزینه آن‌ها به نوعی تابع خودهمبستگی شکل موج ارسالی می‌باشد و هدف حداکثر نمودن تابع خودهمبستگی سیگنال ارسالی است زیرا این کار باعث بهبود عملکرد فیلتر دو بعدی CAF می‌شود.

مهم‌ترین خاصیت شکل موج مناسب، تیز بودن خروجی تابع CAF در فضای تأخیر، داپلر می‌باشد که در بخش ۶، این موضوع بررسی شده است. ساختار پردازش طراحی شکل موج و ارسال و دریافت را می‌توان به صورت شکل ۲ و به صورت رادار Bi-static (دوپایه) که فرستنده و گیرنده از هم مستقل هستند، در نظر گرفت.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{m=1}^M r(m) e^{j2\pi f_m t} q(t) \right\} \quad (15)$$

$$q(t) = \begin{cases} 1 & t \in [0, T] \\ 0 & \text{o.w} \end{cases}$$

که فرکانس حامل m برابر $f_m = \frac{m}{T}$ بوده که T عرض کل پالس ارسالی و M تعداد کل زیرحامل‌ها است. $r(m)$ مشخص کننده دامنه و فاز زیر حامل m می‌باشد. در این صورت، فاصله زیرحامل‌ها برای تعامد پالس‌ها در حوزه زمان برابر $\Delta f = \frac{1}{T}$ خواهد بود. اگر از سیگنال فوق با دوره تناوب $T_s = \frac{T}{N_s}$ و در زمان‌های $t_n = nT_s$ ، $n=1,2,\dots,N_s$ نمونه‌برداری نماییم، فرم گسسته سیگنال OFDM فوق، به صورت زیر خواهد شد (با توجه به (۱۵))، بعد از طراحی شکل موج، قسمت حقیقی آن برداشته خواهد شد):

$$s(n) = \sum_{m=1}^M r(m) e^{j2\pi nm / N_s} \quad n=1,2,\dots,N_s \quad (16)$$

رابطه (۱۶) را می‌توان به صورت برداری زیر بیان نمود:

$$s(n) = \mathbf{r}^T \mathbf{e}_n \quad (17)$$

$$\mathbf{r} = [r(1), r(2), \dots, r(M)]^T$$

$$\mathbf{e}_n = \left\{ e^{j2\pi \frac{n}{N_s} m} \right\}_{m=1}^M$$

در ادامه، هدف به دست آوردن بردار \mathbf{r} است که بیانگر میزان دامنه و فاز تمام زیرحامل‌ها می‌باشد، به طوری که حد CRB پارامترهای داپلر و تأخیر حد اقل شود. بعد از به دست آوردن بردار \mathbf{r} ، با توجه به رابطه (۱۶)، با گرفتن IFFT به سیگنال OFDM مطلوب خواهیم رسید.

۴-۱- حد اقل نمودن حد CRB پارامتر داپلر

حد اقل شدن حد CRB پارامتر داپلر در رابطه (۱۱) معادل مسئله زیر می‌باشد:

$$\arg \max_{(t)} \left\{ \int_0^T t^2 s(t) s^*(t) dt \right\} = \quad (18)$$

$$\arg \max_{(n)} \left\{ \sum_{n=1}^{N_s} n^2 s(n) s^*(n) \right\}$$

که N_s تعداد نمونه‌های گسسته زمانی سیگنال ارسالی است. با جایگذاری رابطه (۱۷) در (۱۸)، مسئله زیر را خواهیم داشت:

$$\arg \max_{\mathbf{r}} \left\{ \sum_{n=1}^{N_s} n^2 \mathbf{r}^T \mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H \mathbf{r} \right\} = \quad (19)$$

$$\arg \max_{\mathbf{r}} \left\{ \mathbf{r}^T \mathbf{E}_n \mathbf{r} \right\}$$

که در رابطه فوق ماتریس $\mathbf{E}_n = \sum_{n=1}^{N_s} n^2 \mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H$ بوده و پاسخ مسئله فوق، به صورت زیر است:

$$\mathbf{r}^{H*} = \mathbf{v}_{\max}(\mathbf{E}_n) \quad (20)$$

که $\mathbf{v}_{\max}(\cdot)$ بیانگر بردار ویژه متناسب با حداکثر مقدار ویژه است.

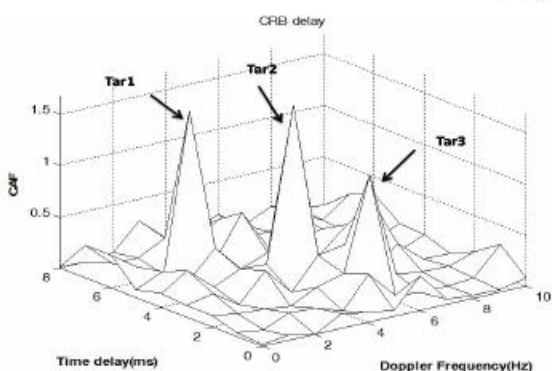
اصلی می‌گوییم و البته در سلول‌های تأخیر و داپلر دیگر (غیر از هدف) نیز امکان دارد که پیک‌هایی به وجود بیاید که به آن پیک‌های فرعی می‌گوییم. منظور از دقت تخمین تأخیر و داپلر هدف این است که سطح پیک اصلی به حداکثر و سطح پیک‌های فرعی به حداقل مقدار خود برسند. برای بررسی عملکرد و مقایسه شکل‌موج‌ها از معیار MF^{11} استفاده می‌نماییم که برای هر دو بعد تأخیر و داپلر به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۶]:

$$MF = \frac{\sum_{k=1}^K A^2(m_k, p_k)}{\sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P A^2(m, p)} \quad (28)$$

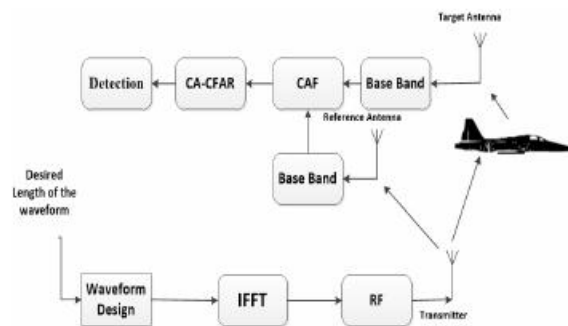
که m_k, p_k به ترتیب سلول تأخیر و داپلر مربوط به هدف k ام می‌باشند، M و P به ترتیب تعداد کل سلول‌های داپلر و تأخیر در محاسبه CAF می‌باشند. رابطه (۲۸) در واقع بیانگر نسبت مجموع انرژی‌های پیک‌های اصلی اهداف به مجموع انرژی‌های پیک‌های فرعی در تابع CAF بوده و هرچه مقدار آن بیش‌تر باشد، باعث بهبود عملکرد سیستم و آشکارسازی اهداف در رادار خواهد شد.

۶- نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت، عملکرد هر شکل‌موج را از نظر دقت تخمین در هر دو بعد زمان و فرکانس برای تخمین توام تأخیر و فرکانس داپلر هدف بررسی می‌نماییم. زمان کل پالس ارسالی برابر ۲۰ میلی‌ثانیه و تعداد نمونه‌های ارسالی برای هر سیگنال (N_s) نیز برابر ۲۰، در نظر گرفته شده است و انرژی تمام شکل‌موج‌ها، واحد است. همچنین برای شکل‌موج CRB delay، حداکثر نمونه فرکانسی (p) را برابر ۱۱ و فاصله نمونه‌برداری فرکانسی را $\Delta P = 0.113$ در نظر گرفته‌ایم (با توجه به رابطه (۲۲)). برای شبیه‌سازی سه هدف با دامنه‌های مختلف را در صفحه تأخیر، داپلر و در مختصات‌های (۲،۶)، (۴،۵) و (۶،۳) در نظر گرفته‌ایم که (τ, f_d) بیانگر مختصات مربوط به تأخیر (برحسب میلی‌ثانیه) و داپلر (برحسب هرتز) هدف موردنظر می‌باشد. خروجی CAF دوبعدی رابطه (۲۶) برای شکل‌موج‌های 13 Barker, CRB-Doppler, CRB-delay, OGLFM, LFM, SNRMax و Alltop، به ازای SNR برابر ۲۰ دسی‌بل در شکل‌های ۹-۳ آمده است.



شکل ۳: خروجی CAF به ازای شکل‌موج CRB-delay



شکل ۲: دیاگرام نحوه پردازش و طراحی شکل موج در رادار دوپایه

با توجه به شکل ۲، دو آنتن در گیرنده مورد استفاده قرار می‌گیرد، یکی آنتن مرجع که یک نسخه از سیگنال ارسالی را دریافت می‌کند و دیگری آنتن هدف که اکوی هدف را دریافت می‌کند. بعد از برگرداندن به باند پایه، خروجی دو آنتن برای مشخص کردن تأخیر و داپلر هدف به بلوک CAF می‌روند و بعد اطلاعات خروجی CAF به بلوک CA-CFAR^{۱۱} برای آشکارسازی ارسال می‌شود [۲۲]. در اینجا فرض می‌کنیم که سیگنال فرستنده که به آن DPI^{۱۱} گفته می‌شود به آنتن هدف نمی‌رسد که در عمل این‌گونه نیست و می‌توان با روش‌هایی همانند استفاده از فیلترهای وقتی [۲۳] و یا الگوریتم ECA^{۱۱} [۲۴] این سیگنال را از آنتن هدف حذف نمود.

در بخش بعد به بررسی عملکرد شکل‌موج‌های طراحی شده CRB delay در (۲۵) و CRB doppler در (۲۰) می‌پردازیم.

۵- معرفی معیار مقایسه

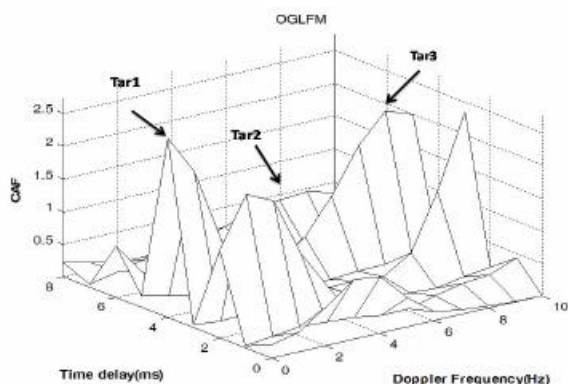
تابع ابهام متقابل (CAF) تابعی است که مشخص‌کننده میزان تفکیک‌پذیری (پهنای پیک اصلی در تابع CAF) شکل‌موج و دقت تخمین آن (افزایش دامنه پیک اصلی هدف و کاهش پیک‌های فرعی هدف در تابع CAF)، در فضای تأخیر، داپلر است که در سیستم‌های رادار Bi-Statics به منظور آشکارسازی تأخیر و داپلر هدف به کار می‌رود و به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۴]:

$$|A(\tau, f)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} y(t) s^*(t - \tau) \exp(j 2\pi f t) dt \right|^2 \quad (26)$$

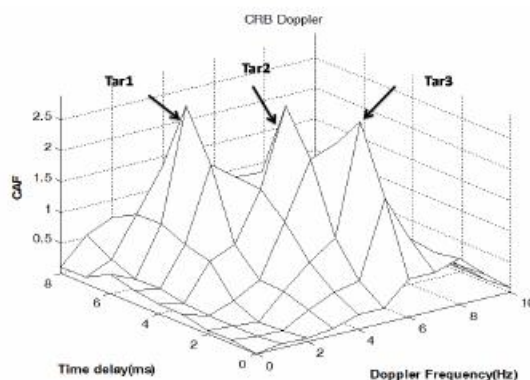
که $s(t)$ شکل‌موج ارسالی (سیگنال مرجع)، $y(t)$ سیگنال دریافتی از هدف، τ و f به ترتیب بیانگر تأخیر و داپلر می‌باشند. رابطه (۲۶) را می‌توان به صورت زمان گسسته نمایش داد:

$$A(m, p) = \sum_{n=0}^{N_s-1} y(n) s^*(n - m) \exp(j 2\pi p n) \quad (27)$$

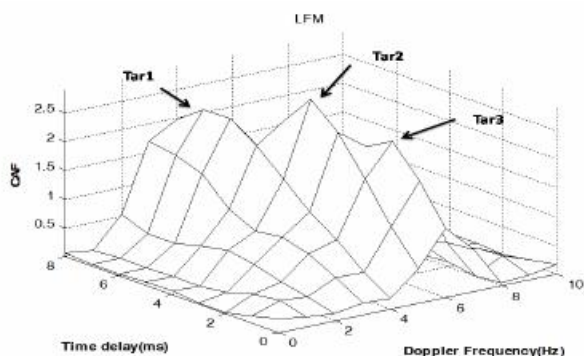
که N_s تعداد نمونه‌های گسسته زمانی در هر پالس ارسالی است و $A(m, p)$ خروجی تابع CAF در m امین سلول تأخیر و p امین سلول داپلر است. همان‌طور که مشخص است، تابع ابهام متقابل تابعی دو متغیری از دو فضای تأخیر (فاصله) و داپلر (سرعت) می‌باشد. این تابع در واقع به ازای تمام زمان‌ها، همبستگی سیگنال ارسالی و سیگنال دریافتی از هدف را محاسبه می‌کند و خروجی تابع در محل تأخیر و داپلر هدف پیک می‌زند و مقدار حداکثر را پیدا می‌کند که به آن پیک



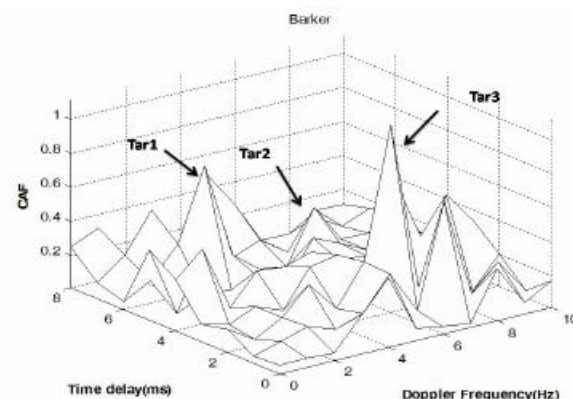
شکل ۸: خروجی CAF به ازای شکل موج OGLFM



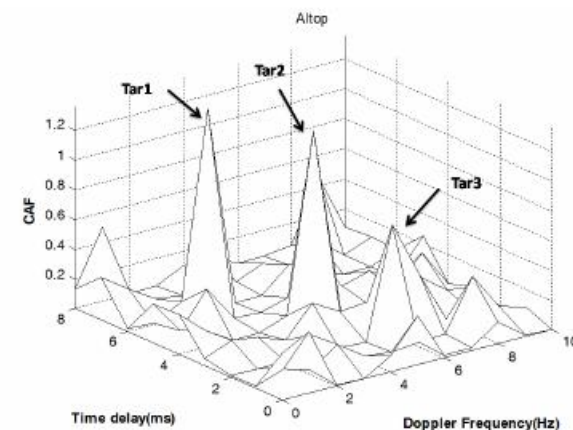
شکل ۴: خروجی CAF به ازای شکل موج CRB Doppler



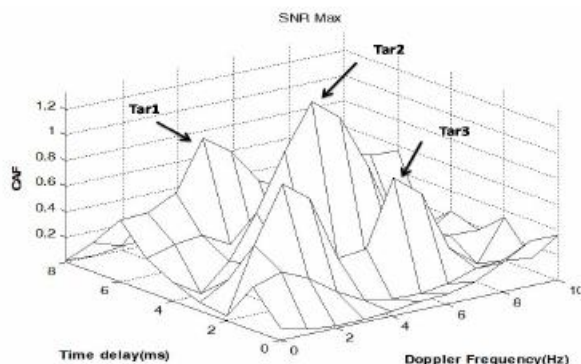
شکل ۹: خروجی CAF به ازای شکل موج LFM



شکل ۵: خروجی CAF به ازای شکل موج Barker



شکل ۶: خروجی CAF به ازای شکل موج Alltop



شکل ۷: خروجی CAF به ازای شکل موج SNR Max

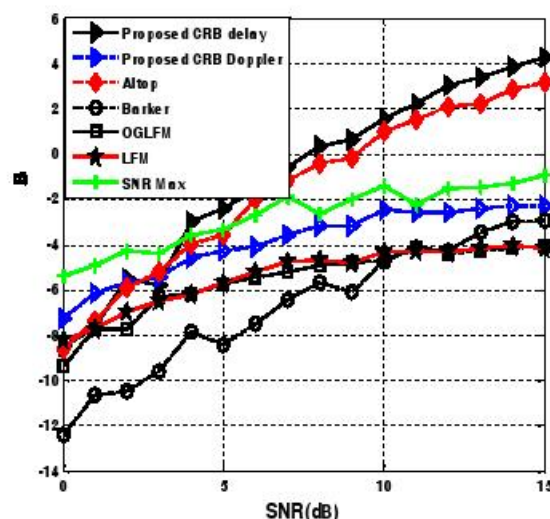
با بررسی شکل‌های ۹-۳، ملاحظه می‌شود که علاوه بر سلول‌های اهداف در نظر گرفته‌شده که با فلش مشخص شده‌اند (پیک‌های اصلی)، در سلول‌های دیگر نیز پیک‌هایی به وجود می‌آید (پیک‌های فرعی). هرچه سطح پیک‌های اصلی بیش‌تر و سطح پیک‌های فرعی کم‌تر باشد، نشان دهنده قدرت تخمین شکل موج موردنظر در فضای تأخیر، داپلر بوده و این به خصوصیات شکل موج بستگی دارد. یکی از ویژگی‌های مهمی که یک شکل موج مناسب باید داشته باشد، تیز و باریک بودن^{۱۲} در خروجی CAF است. به‌عنوان مثال شکل ۳ یا شکل ۶ را در نظر بگیرید، مشخص است که شکل موج‌های CRB delay و Alltop دارای این خصوصیت می‌باشند، درحالی‌که مثلاً شکل موج LFM در شکل ۹، این خصوصیت را نداشته و دارای پیک پهن است که این برای پردازش CAF مناسب نبوده و باعث افزایش هشدار غلط در آشکارسازی خواهد شد.

برای بررسی دقیق‌تر نمودار مقادیر Merit Factor برحسب SNRهای مختلف برای شکل موج‌های مورد بحث، در شکل ۱۰ رسم شده است.

آشکارسازی اهداف خواهیم بود (مقادیر MF مثبت می‌شود). از مزایای مهم روش ارائه شده برای طراحی شکل موج، نداشتن محدودیت برای طول شکل موج ارسالی است.

مراجع

- [1] J. R. Guerci, "Cognitive radar: a knowledge-aided fully adaptive approach," in *Radar Conference, 2010 IEEE*, pp. 1365-137, 2010.
- [2] Y. Yang and R. S. Blum, "MIMO radar waveform design based on mutual information and minimum mean-square error estimation," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 1, pp. 330-343, 2007.
- [3] S. Haykin, Y. Xue, and T. N. Davidson, "Optimal waveform design for cognitive radar," in *Signals, Systems and Computers, 2008 42nd Asilomar Conference on*, pp. 3-7, 2008.
- [4] M. Teitel and J. Tabrikian, "Waveform design for sequential detection with subspace interference," in *Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), 2012 IEEE 7th*, pp. 401-404, 2012.
- [5] S. Sen and C. W. Glover, "Optimal multicarrier phase-coded waveform design for detection of extended targets," in *Radar Conference (RADAR), 2013 IEEE*, pp. 1-6, 2013.
- [6] S. P. Sira, D. Cochran, A. Papandreou-Suppappola, D. Morrell, W. Moran, S. D. Howard, et al., "Adaptive waveform design for improved detection of low-RCS targets in heavy sea clutter," *Selected Topics in Signal Processing IEEE Journal of*, vol. 1, pp. 56-66, 2007.
- [7] Y. Wei, H. Meng, Y. Liu, and X. Wang, "Radar phase-modulated waveform design for extended target detection," *Tsinghua Science & Technology*, vol. 16, no. 4, pp. 364-370, 2011.
- [8] X. Deng, C. Qiu, Z. Cao, M. Moreland, and B. Moran, "Waveform design for enhanced detection of extended target in signal-dependent interference," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 6, no. 1, pp. 30-38, 2012.
- [9] B. Jiu, H. Liu, B. Chen, and Z. Liu, "Waveform design for wideband radar target recognition based on eigensubspace projection," *Radar, Sonar & Navigation, IET*, vol. 7, no. 6, pp. 702-709, 2013.
- [10] S. Haykin, "Cognitive radar: a way of the future," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 23, no. 1, pp. 30-40, 2006.
- [11] W. Huleihel, J. Tabrikian, and R. Shavit, "Optimal adaptive waveform design for cognitive MIMO radar," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, no. 20, pp. 5075 - 5089, 2013.
- [12] J. Li, L. Xu, P. Stoica, K. W. Forsythe, and D. W. Bliss, "Range compression and waveform optimization for MIMO radar: a Cramer-Rao bound based study," *Signal Processing IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 1, pp. 218-232, 2008.
- [13] M. Skolnik, "Introduction to radar system," *McGraw-Hill*, 2002.
- [14] M. Cherniakov, *Bistatic Radars: Emerging Technology*: John Wiley & Sons, 2008.



شکل ۱۰: مقایسه مقادیر MF بر حسب SNR برای شکل موج‌های مختلف

با توجه به شکل ۱۰، ملاحظه می‌شود که شکل موج طراحی شده CRB delay و بعد از آن، Alltop بهترین عملکرد را در کاهش پیک‌های فرعی (افزایش مقادیر MF) دارند، ولی شکل موج CRB delay از بقیه عملکرد بهتری دارد، زیرا همان‌طور که قبلاً اشاره شد این شکل موج تابع خودهمبستگی را در حوزه فرکانس حداکثر می‌کند. با توجه به اینکه شکل موج‌های طراحی شده OFDM می‌باشند، در حوزه زمان سیگنال‌های هر زیرحامل با یکدیگر متعامدند (به دلیل فاصله فرکانسی $\Delta f = \frac{1}{T}$) ولی در حوزه فرکانس همپوشانی دارند [۲۱] و چون تابع CAF به محاسبه همبستگی در هر دو حوزه زمان و فرکانس می‌پردازد، این همپوشانی باعث به وجود آمدن پیک‌های ناخواسته در بعد فرکانس می‌شود و شکل موج CRB delay با حداکثر نمودن پیک‌های خودهمبستگی در بعد فرکانس، باعث کاهش اثر پیک‌های فرعی در این بعد می‌شود.

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله مسئله طراحی شکل موج برای تخمین پارامترهای تأخیر و فرکانس داپلر هدف با معیار CRB را بررسی نمودیم. ابتدا حد CRB پارامترهای دامنه، زاویه، تأخیر و فرکانس داپلر هدف را با مدل SIMO به دست آوردیم و نشان دادیم که حد CRB پارامترهای دامنه و زاویه به شکل موج ارسالی وابسته نیستند ولی حد CRB پارامترهای تأخیر و فرکانس داپلر به شکل موج ارسالی وابسته است. سپس با مدل نمودن شکل موج ارسالی به صورت سیگنال OFDM، شکل موج مناسب را برای حداقل نمودن حد CRB پارامترهای تأخیر و داپلر هدف به دست آوردیم. برای ارزیابی عملکرد، از تابع CAF و معیار MF استفاده نمودیم و نشان دادیم که با استفاده از شکل موج‌های طراحی شده، مقادیر MF که رابطه مستقیم با احتمال آشکارسازی اهداف دارند، تقریباً به اندازه ۱ دسی‌بل نسبت به Alltop افزایش می‌یابد و با شکل موج پیشنهادی، به ازای حداقل SNR برابر ۷ دسی‌بل، قادر به

 " Merit Factor

" Thumbtack

- [15] L. Wang, H. Wang, Y. Cheng, Y. Qin, and P. V. Brennan, "Adaptive waveform design for maximizing resolvability of targets," in *Digital Signal Processing (DSP), 2013 18th International Conference on*, pp. 1-6, 2013.
- [16] A. NagaJyothi and K. R. Rajeswari, "Generation and Implementation of Barker and Nested Binary codes," *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 8, no. 2, pp. 33-41, 2013.
- [17] B. R. Mahafza and A. Elsherbeni, *MATLAB simulations for radar systems design*: CRC press, 2003.
- [18] W. O. Alltop, "Complex sequences with low periodic correlations," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 26, no. 3, pp. 350-354, 1980.
- [19] L. Patton, S. Frost, and B. Rigling, "Efficient design of radar waveforms for optimised detection in coloured noise," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 6, no. 1, pp. 21-29, 2012.
- [20] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing Volume III: Practical Algorithm Development* vol. 3: Pearson Education, 2013.
- [21] J. G. Proakis, M. Salehi, N. Zhou, and X. Li, *Communication systems engineering*, vol. 2: Prentice-hall Englewood Cliffs, 1994.
- [22] M. A. Richards, *Fundamentals of radar signal processing*, Tata McGraw-Hill Education, 2005.
- [23] J. E. Palmer and S. J. Searle, "Evaluation of adaptive filter algorithms for clutter cancellation in passive bistatic radar," in *Radar Conference (RADAR), 2012 IEEE*, pp. 0493-0498, 2012.
- [24] F. Colone, D. O'hagan, P. Lombardo, and C. Baker, "A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 2, pp. 698-722, 2009.
- [25] S. Sen, "Adaptive OFDM radar waveform design for improved micro-doppler estimation," *IEEE Sensor Journal*, vol. 14, no. 10, pp. 3548-3556, 2014.
- [26] A. Dogandzic, A. Noherai, "Cramer-Rao Bound for estimating range, velocity and direction with an active array," *IEEE Transaction on signal processing*, vol. 49, no. 6, pp. 1122-1137, 2001.
- [27] Y. Fu, Z. Tian, "Cramer-Rao Bounds for hybrid TOA/DOA-based location estimation in sensor networks," *IEEE signal processing letters*, vol. 16, no. 8, pp. 655-658, 2009.

زیرنویس‌ها

 † Cramer-Rao Bound

† Cross Ambiguity Function

† Merit Factor

† Bayesian Cramer-Rao Bound

† Pulse Repetition Frequency

† Optimized Gaussian LFM

† Single Input Multiple Output

† Cell Averaging-Constant False Alarm Rate

† Direct Path Interference

† Extensive Cancellation Algorithm