

طراحی سیگنال راداری WPM-OFDM به منظور بهبود توأم کیفیت آشکارسازی و شکل تابع ابهام

مصطفی علی مسیمر^{۱*}، رضا محسنی^۲ و علی عزیزی واحد^۳

۱-۳- کارشناس ارشد، ۲- استادیار، دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز

(دریافت: ۹۲/۰۳/۰۶، پذیرش: ۹۲/۰۵/۰۶)

چکیده

در چند سال گذشته، سیگنال‌های چند حاملی OFDM بر پایه مدولاسیون بسته موجک برای کاربردهای راداری مطرح شده است. استفاده از این سیگنال‌ها منجر به خاصیت‌های مهمی نظیر: تفکیک پذیری ذاتی مطلوب و مقاومت بالا در برابر جنگ الکترونیک در سامانه‌های راداری می‌گردد. این مقاله به بررسی مسئله طراحی این سیگنال‌ها طبق معیارهای زیر می‌پردازد: حداکثرسازی مقید عملکرد آشکارسازی در حضور نویز و کلاتر گوسی رنگی و همچنین حداقل‌سازی مقید مربع خطا بین توابع ابهام ایده‌آل و طراحی شده؛ که این موضوع به صورت یک مسئله بهینه‌سازی چند هدفه غیر محدب قابل بیان است. جهت حل آن، ابتدا از روش جمع وزن دار اهداف جهت تبدیل مسئله دو هدفه به یک مسئله تک هدفه استفاده می‌شود و در ادامه از الگوریتم تکاملی انبوه ذرات برای یافتن پاسخ بهینه آن استفاده خواهد شد که الگوریتمی ساده و از دیدگاه محاسباتی کارا می‌باشد.

واژگان کلیدی

طراحی سیگنال راداری، تابع ابهام، آشکارسازی، الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات، سیگنال راداری WPM-OFDM

۱. مقدمه

برای غلبه بر این مشکل، خانواده بزرگی از سیگنال‌های کد شده تک فرکانس به وجود آمدند که علی‌رغم داشتن پهنای زمانی نسبتاً عریض، پس از عبور از فیلتر منطبق خود، سیگنال خروجی به گونه‌ای به دست می‌آید که تفکیک پذیری به مراتب بهتری از عرض سیگنال اولیه ایجاد می‌نمایند؛ مانند کدهای بارک، P3 و دیگر کدها که لیست نسبتاً کاملی از آنها در مرجع [۱] ارائه شده است.

اگرچه استفاده از این دسته سیگنال‌ها، رسیدن به تفکیک پذیری بالا در هر دو راستای برد و داپلر را میسر می‌سازد، همچنان دو ایراد بر آنها وارد است: ۱- برای رسیدن به تفکیک پذیری‌های خیلی بالا نیاز به پالس‌هایی با عرض بسیار باریک می‌باشد که پیاده‌سازی آنها در عمل می‌تواند دشوار باشد. ۲- طیف این دسته از سیگنال‌ها، سینک^۱ گونه بوده و در نتیجه بازده پهنای باند مناسبی ندارند [۴]. برای حل این مشکل‌ها، دسته دیگری از سیگنال‌ها تحت‌عنوان سیگنال‌های چند حاملی تقسیم فرکانسی متعامد^۲ OFDM ارائه

طراحی سیگنال‌های مناسب جهت کاربردهای راداری، از مسائلی است که از دیرباز مورد توجه محققان بوده است. امروزه نیز به دلیل ارائه مولد سیگنال‌هایی با قدرت انعطاف بالا و پردازنده‌های دیجیتال قدرتمند و سریع، بر اهمیت این موضوع افزوده شده است [۱ و ۲].

یکی از شاخصه‌های مهم مطرح در زمینه طراحی سیگنال راداری، تفکیک پذیری در راستای بُرد و داپلر است که به دو عامل فرم زمانی سیگنال و کیفیت فشرده‌سازی سیگنال مربوط می‌شود.

در ارتباط با فرم زمانی سیگنال ارسالی، اولین راه، استفاده از پالس‌های بسیار باریک است تا حدی که قدرت تفکیک پذیری مطلوب در راستای برد برآورده شود؛ اما مشکل در این گونه سیگنال‌ها آن است که با هرچه باریک‌تر شدن عرض پالس، قدرت تفکیک در فرکانس به همان نسبت کمتر می‌شود [۳].

¹ sinc

² Orthogonal Frequency Division Multiplexing

* رایانامه نویسنده پاسخگو: m.alimosaymer@sutech.ac.ir

استفاده از الگوریتم‌های تکاملی در طراحی سیگنال‌های OFDM توسط Sen انجام گرفته است [۸] که در آن بهبود توأم عملکرد آشکارسازی و کیفیت ردگیری اهداف به‌عنوان توابع هدف مسئله در نظر گرفته شده‌اند، اما تاکنون تعریف مسئله بهینه‌سازی توأم آشکارسازی و تابع ابهام برای این دسته از سیگنال‌ها انجام نشده است؛ بنابراین، هدف مقاله پرداختن به این موضوع می‌باشد.

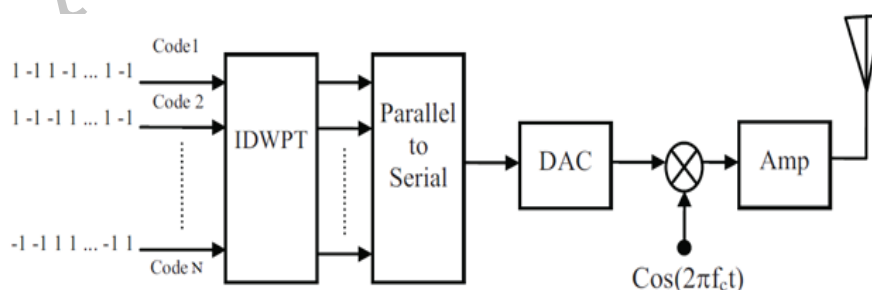
شیوه سازمان‌یابی این پژوهش به این صورت است: در بخش ۲، به معرفی سیگنال‌های چند حاملی WPM-OFDM می‌پردازیم و در بخش ۳، ابتدا مسئله طراحی سیگنال به‌گونه‌ای طرح می‌شود که تابع ابهام سیگنال طراحی شده تحت معیار حداقل مربعات، دارای کمترین اختلاف با یک تابع ابهام پیش فرض باشد، سپس به مدل‌سازی سیگنال دریافتی راداری، تشکیل مسئله فرضیه‌آزمایی و طرح مسئله بهینه‌سازی طراحی سیگنال به‌گونه‌ای پرداخته شده که سبب حصول عملکرد بهینه آشکارسازی در محیط‌های آغشته به نویز و کلاتر گوسی رنگی شود. نتایج شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری کار نیز به‌ترتیب در بخش‌های ۴ و ۵ ارائه می‌گردند.

۲. سیگنال راداری WPM-OFDM

یک سیگنال پالسی WPM-OFDM، متشکل از N نمونه شکل موج (پایه‌های ویولت) است که هم‌زمان ارسال شده و توسط N دنباله به‌طول M چیب نیز مدوله شده‌اند. دامنه مختلط سیگنال WPM-OFDM از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$x(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^N a_{m,p} \phi_p(t - (m-1)t_c) \quad (1)$$

که دنباله $\{a_{m,p}\}$ کد مدوله‌کننده تابع پایه ویولت p ام بوده و t_c نیز عرض چیب می‌باشد. مطابق شکل ۱، چنانچه دنباله $\{a_{m,p}\}$ در M چیب متوالی به یک بلوک N نقطه‌ای IDWPT^۴، اعمال شود آنگاه



شکل ۱. بلوک دیاگرام فرستنده یک سیستم راداری مبتنی بر سیگنال WPM-OFDM

شده‌اند که با وجود دست‌یابی به تفکیک‌پذیری بالا، از باریک شدن عرض چیبها^۱ نیز جلوگیری می‌شود و در عین حال، شکل طیف مستطیلی دارند. این سیگنال‌ها بنابر ویژگی‌هایشان و بهینگی‌ای که نسبت به سیگنال‌های تک حاملی دارند به‌عنوان یکی از سیگنال‌های پیشنهاد شده جهت کاربردهای راداری در آینده معرفی شده‌اند [۵].

از دیگر ویژگی‌های سیستم‌های راداری مبتنی بر سیگنال‌های OFDM، مقاومت بالای آنها در برابر جمینگ است؛ بدین صورت که با توجه به امکان تحقق گوناگونی فرکانسی^۲، چنانچه اطلاعات فرستاده شده در یک زیرباند، مورد جنگ الکترونیک باند باریک^۳ قرار بگیرند، آنگاه می‌توان با اطلاعات موجود در یک زیرباند مصون مانده نیز اطلاعات را بازیابی کرد [۶].

سیگنال WPM-OFDM^۴ دسته دیگری از سیگنال‌های چند حاملی است که ساختاری مشابه سیگنال‌های OFDM دارد؛ با این تفاوت که جهت ساخت آن از پایه‌های یک متعامد مبتنی بر بسته موجک استفاده می‌گردد و بر خلاف سیگنال‌های OFDM، از شکل‌دهی پالس مستطیلی استفاده نمی‌شود که همین مسئله سبب به‌دست آمدن سطح سایدلوب کمتر در قیاس با سیگنال‌های OFDM می‌گردد [۷].

در مقاله حاضر با در نظر گرفتن رویکرد طراحی کد راداری، به دنبال طراحی دنباله کدهایی هستیم که سیگنال WPM-OFDM ساخته شده به‌کمک آن بتواند، مشخصه‌های مطلوبی نظیر بهینگی عملکرد آشکارسازی و فشردگی سیگنال را برای سیستم راداری به‌ارمغان بیاورد، در نتیجه با یک مسئله بهینه‌سازی دو هدفه مواجه هستیم؛ پس ابتدا با استفاده از روش جمع وزن‌دار اهداف، مسئله طراحی سیگنال به‌دست آمده را تبدیل به یک مسئله تک هدفه می‌نماییم و بعد از الگوریتم تکاملی انبوه ذرات^۵ جهت حل آن بهره برده می‌شود.

^۴ Wavelet Packet Modulation OFDM

^۵ Particle Swarm Optimization

^۶ Inverse Discrete Wavelet Packet Transformation

^۱ chip

^۲ Frequency diversity

^۳ Narrow band

این فرم قابل بیان هستند، بنابراین می توان از این روش برای طراحی بهینه دنباله کدها جهت بهینگی فشرده سازی سیگنال استفاده نمود.

هدف آن است که بردار ضرایب، یعنی a_i ها را در رابطه (۲) به گونه ای بیابیم که تابع ابهام سیگنال $x(t)$ با در نظر گرفتن معیار حداقل شدن مربع خطا، تا حد ممکن به یک تابع ابهام از پیش تعیین شده نزدیک باشد. به عبارت دیگر، بردار کد طراحی شده سبب حداقل شدن خطایی شود که طبق رابطه زیر تعریف می شود:

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi} \iint |F(\tau, w) - \theta(\tau, w)|^2 d\tau dw \quad (5)$$

که در آن $\theta(\tau, w)$ ، تابع ابهام مختلط سیگنال $x(t)$ می باشد و به صورت زیر تعریف می شود:

$$\theta(\tau, w) = \int x\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(-jw\tau) x^*\left(t + \frac{\tau}{2}\right) dt \quad (6)$$

حال اگر تابع ابهام متقابل توابع پایه $f_i(t)$ و $f_j(t)$ را به صورت زیر تعریف شود:

$$K_{ij}(\tau, w) = \int f_i\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(-jw\tau) f_j^*\left(t + \frac{\tau}{2}\right) dt \quad (7)$$

آنگاه تابع ابهام سیگنال $x(t)$ را می توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\theta(\tau, w) = \sum_{i,j} a_i a_j^* K_{ij}(\tau, w) \quad (8)$$

با جای گذاری رابطه (۸) در خطای تعریف شده در رابطه (۵) داریم:

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi} \iint |F(\tau, w) - \sum_{i,j} a_i a_j^* K_{ij}(\tau, w)|^2 d\tau dw \quad (9)$$

با بسط رابطه فوق و استفاده از تعامد $K_{ij}(\tau, w)$ ها، رابطه (۹) را می توان به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$\varepsilon = \|F\|^2 + \sum_{i,j} |a_i a_j^*|^2 - \sum_{i,j} a_i^* a_j \langle F(\tau, w), K_{ij}(\tau, w) \rangle - \sum_{i,j} a_i a_j^* \langle F(\tau, w), K_{ij}(\tau, w) \rangle \quad (10)$$

که در این رابطه:

$$\|F\|^2 = \frac{1}{2\pi} \iint |F(\tau, w)|^2 d\tau dw \quad (11)$$

حال اگر بردار کد \mathbf{a} به صورت زیر تعریف شود:

$$\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_p]^T \quad (12)$$

و ماتریس $\mathbf{P} = [P_{ij}]$ را که درایه سطر m و ستون i آن (P_{ij}) را به صورت تصویر تابع ابهام ایده آل در راستای تابع ابهام

با پشت سر هم قرار دادن خروجی های این بلوک، سیگنال ساخته شده، سیگنال WPM-OFDM خواهد بود [۹].

نکته قابل اشاره آن است که این دسته از سیگنال ها را می توان به صورت ترکیبی خطی از یک سری پایه های متعامد یکه به صورت زیر بیان نمود [۶]:

$$x(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{p=1}^N a_{m,p} \phi_p(t - (m-1)t_c) = \sum_{i=1}^{MN} a_i f_i(t) \quad (2)$$

که تابع یکه i ام با رابطه زیر مشخص می شود:

$$f_i(t) = f_{(p-1)M+m}(t) = \phi_p(t - (m-1)t_c) \quad (3)$$

که در آن:

$$\begin{aligned} p &= 1, 2, \dots, N \\ m &= 1, 2, \dots, M \\ i &= (p-1)M + m \end{aligned} \quad (4)$$

در حقیقت می توان گفت که کد موجود در چپ m ام و در زیر حامل p ام $(a_{m,p})$ ، با رابطه $i = (p-1)M + m$ به ضریب تابع یکه متعامد i ام (a_i) مربوط می شود.

۳. تعریف مسئله بهینه سازی طراحی سیگنال

با توجه به رابطه (۱)، جهت طراحی سیگنال های WPM-OFDM چهار پارامتر دخیل می باشند که عبارتند از:

۱. تابع ویولت انتخاب شده
۲. تعداد چپ های موجود در پالس ارسالی
۳. تعداد زیر حامل های استفاده شده در ارسال پالس
۴. کدها یا ضرایب $a_{m,p}$

در این مقاله با در نظر گرفتن یک تابع ویولت دلخواه از پیش تعیین شده و همچنین انتخاب پارامتر MN (طول سیگنال) می بایست به طراحی دنباله کدی رسید که بتواند اهداف مورد نظر طراح را برآورده سازد.

۳-۱. سنتز تابع ابهام به روش حداقل مربعات

یکی از رویکردهای ارائه شده جهت سنتز تابع ابهام، استفاده از رهیافت سنتز به روش حداقل مربعات می باشد که ایده استفاده شده در آن، مبتنی بر توانایی بسط سیگنال به صورت ترکیبی خطی از یک سری تابع یکه متعامد می باشد [۱۰]. با توجه به آنکه سیگنال های WPM-OFDM نیز طبق رابطه (۲) به طور مشابهی به

که در آن δ پارامتری است که توسط طراح تعیین می‌گردد و بیان کننده میزان شباهت کد مطلوب و کد نتیجه شده می‌باشد. با توجه به نامساوی $\delta \geq \| \mathbf{a} - \mathbf{a}_0 \|^2$ مشاهده می‌شود که δ دارای مقدار کران پایین صفر می‌باشد. برای به دست آوردن کران بالای آن لازم است مسئله بهینه‌سازی بدون وجود قید شباهت (۱۴) را در نظر بگیریم. اگر برای این کد، شرط $\delta \geq \| \mathbf{a} - \mathbf{a}_0 \|^2$ (Re{ $\mathbf{a}^H \mathbf{a}_0$ } $\geq 1 - \delta/2$) برقرار باشد، آنگاه با افزودن قید شباهت به مسئله فوق، این جواب، پاسخ آن مسئله نیز خواهد بود. منتها می‌بایست فاز کد بهینه را به گونه‌ای انتخاب نماییم که $\mathbf{a}^H \mathbf{a}_0$ کمیتی نامنفی و حقیقی شود. در این صورت علاوه بر حفظ قید شباهت، مقدار این شباهت نیز حداکثر خواهد شد. به عبارت دیگر برای این حالت، Re{ $\mathbf{a}^H \mathbf{a}_0$ } ≥ 0 خواهد بود. در ادامه، حالتی را در نظر گرفته می‌شود که کد مسئله (۱۴) نتواند شرط $\delta \leq \| \mathbf{a} - \mathbf{a}_0 \|^2$ را برآورده سازد؛ به بیانی دیگر، برای آن کد $\delta < 2 - 2\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{a}_0\}$ باشد. با توجه به این توضیحات، نامساوی $\delta < 2 - 2\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{a}_0\} \leq 2$ را می‌توان برای δ در نظر گرفت. لذا مشاهده می‌شود که δ دارای مقدار کران بالای دو می‌باشد [۱۱].

۳-۲. طراحی سیگنال به منظور بهینه‌سازی آشکارسازی

جهت بررسی عملکرد آشکارسازی سیگنال، ابتدا می‌بایست مسئله فرضیه آماری را تشکیل داد که خود تابعیتی از مدل سیگنال دریافتی در گیرنده رادار دارد. لذا در این بخش، ابتدا سیگنال دریافتی رادار را مدل‌سازی می‌شود، سپس حل مسئله آشکارسازی را که وابسته به مدل سیگنال می‌باشد، ارائه کرده و یک مسئله بهینه‌سازی را تشکیل می‌شود که در آن با انتخاب مناسب پارامترهای سیگنال، عملکرد آشکارساز بهینه گردد.

با انتقال طیف فرکانسی سیگنال $x(t)$ به باند میانی، سیگنال ارسالی در فرستنده رادار را می‌توان به صورت زیر نمایش داد:

$$s(t) = 2\Re\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} = 2\Re\left\{\sum_{i=1}^{MN} a_i f_i(t)e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (16)$$

با فرض ارسال سیگنال $S(t)$ در فرستنده و اثر دادن بازگشتی از هدف، مشخصات آماری کانال، داپلر ناشی از حرکت هدف و تأخیر بین ارسال و دریافت سیگنال، سیگنال دریافتی در گیرنده را می‌توان به صورت زیر نشان داد:

$$r(t) = 2\Re\left\{\sum_{i=1}^{MN} x_i a_i f_i(t - \tau)e^{j2\pi(f_c + f_d)(t - \tau)}\right\} + n(t) \quad (17)$$

که در آن τ ، معرف تأخیر، f_d فرکانس داپلر هدف، x_i نشان‌دهنده اثر بازگشتی از هدف است که در حقیقت تابعیتی از

متقابل $K_{ij}(\tau, w)$ در نظر گرفته شود ($P_{ij} = \langle F, K_{ij} \rangle$)، آنگاه می‌توان رابطه (۱۰) را به شکل زیر ساده نمود:

$$\varepsilon = \|F\|^2 + (\mathbf{a}^H \mathbf{a})^2 - \mathbf{a}^H (\mathbf{P} + \mathbf{P}^H) \mathbf{a} \quad (13)$$

که در آن، H معرف عملگر مزدوج مختلط می‌باشد [۳].

با فرض معلوم بودن انرژی سیگنال یا دنباله کد یعنی $\mathbf{a}^H \mathbf{a} = E$ آنگاه بردار \mathbf{a} که تابع ابهام سیگنال ساخته شده به کمک آن، بیشترین شباهت را به یک تابع ابهام معین، تحت معیار حداقل شدن مربع خطا دارد، جواب مسئله بهینه‌سازی زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} \mathbf{a}^* = \operatorname{argmax}_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H (\mathbf{P} + \mathbf{P}^H) \mathbf{a} \\ \text{subject to : } \mathbf{a}^H \mathbf{a} = E \end{cases} \quad (14)$$

اما این شیوه سنتز تابع ابهام، دارای سه مشکل مهم می‌باشد: اول آنکه با توجه به نتایج به دست آمده در مرجع [۶] مشاهده می‌شود که رعایت رابطه فوق به تنهایی نمی‌تواند ما را به سمت یک تفکیک‌پذیری مناسب در راستای داپلر و تأخیر برساند. در آنجا با در نظر گرفتن این موضوع که در اکثر کاربردهای راداری اندازه تابع ابهام سیگنال مد نظر است نه فاز آن، مقدار بهینه فاز به گونه‌ای به تابع ابهام مطلوب تخصیص پیدا می‌کند که خطای به دست آمده در رابطه (۵) کاهش پیدا کند.

مشکل دوم این روش آن است که نمی‌توان سطح سایدلوب صفر را برای تابع ابهام ایده‌آل در نظر گرفت که باعث فاصله گرفتن تابع ابهام سیگنال طراحی شده از فرم مطلوب خود می‌شود [۳]. مشکل سوم، به نسبت بالای توان قله به متوسط (PAPR)^۱ سیگنال طراحی شده به کمک این روش برمی‌گردد که این موضوع به عنوان یکی از مهم‌ترین چالش‌های هر سیستم مبتنی بر سیگنال‌های چند حاملی متعامد نظیر WPM-OFDM به حساب می‌آید [۳].

با توجه به موارد بالا، می‌بایست اصلاحی در مسئله طراحی سیگنال توصیف شده در رابطه (۱۴) اعمال نمود. با توجه به [۲]، چنانچه بین کد مطلوب (\mathbf{a}) و یک کد از پیش تعیین شده (\mathbf{a}_0) که دارای تابع ابهامی با خاصیت همبستگی ایده‌آل و PAPR مناسب راداری می‌باشد، یک قید شباهت در مسئله بهینه‌سازی طراحی سیگنال وارد نمود، آنگاه شکل موج طراحی شده نیز دارای خواصی مشابه با سیگنال ساخته شده با کد پیش فرض خواهد بود. لذا مسئله طراحی سیگنال (۱۴) را به صورت زیر بازنویسی می‌نماییم:

$$\begin{cases} \mathbf{a}^* = \operatorname{argmax}_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H (\mathbf{P} + \mathbf{P}^H) \mathbf{a} \\ \text{subject to : } \mathbf{a}^H \mathbf{a} = E \quad \text{and} \quad \| \mathbf{a} - \mathbf{a}_0 \|^2 \leq \delta \end{cases} \quad (15)$$

^۱ Peak to average power ratio

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} f_1(0) & f_2(0) & \cdots & f_{MN}(0) \\ f_1(1) & f_2(1) & \cdots & f_{MN}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_1(MN-1) & f_2(MN-1) & \cdots & f_{MN}(MN-1) \end{bmatrix}$$

• ماتریس \mathbf{B} ، یک ماتریس با ابعاد $MN \times MN$ بوده که هر سطر آن به صورت $[x_1, x_2, \dots, x_{MN}]$ می باشد.

• ماتریس \mathbf{C} یک ماتریس با ابعاد $MN \times MN$ بوده که هر ستون آن به صورت $[1, e^{j2\pi\frac{f_d}{f_s}}, \dots, e^{j2\pi(MN-1)\frac{f_d}{f_s}}]^T$ می باشد.

همچنین عملگر \odot ، معرف ضرب درایه ای هادامارد^۱ می باشد [۱۲].

با توجه به روابط طرح شده، فرم مسئله آشکارسازی را به صورت

$$\begin{cases} H_0: \mathbf{r}_{lp} = \mathbf{w} \Rightarrow \mathbf{r}_{lp} \sim N(\mathbf{0}, \Sigma) \\ H_1: \mathbf{r}_{lp} = \Phi \cdot \mathbf{a} + \mathbf{w} \Rightarrow \mathbf{r}_{lp} \sim N(\Phi \cdot \mathbf{a}, \Sigma) \end{cases} \quad (24)$$

حال به یک مسئله فرضیه آماری ساده (غیر مرکب) رسیده ایم که احتمال آشکارسازی آن طبق رابطه زیر به دست می آید [۱۳]:

$$P_d = Q(Q^{-1}(P_{fa}) - d^2) \quad (25)$$

در رابطه فوق، تابع $Q(\cdot)$ ، سطح زیر منحنی تابع چگالی احتمال گوسی استاندارد را نشان می دهد و با رابطه زیر قابل تعریف است:

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^{+\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (26)$$

همچنین پارامتر d^2 ضریب انحراف^۲ مسئله فرضیه آماری (۲۴) می باشد و مقدار آن در این مسئله برابر است با:

$$d^2 = \mathbf{a}^H (\Phi^H \Sigma^{-1} \Phi) \mathbf{a} \quad (27)$$

همچنین با توجه به مرجع [۱۳]، آماره آزمون برای مسئله فرضیه آماری (۲۴)، به صورت زیر می باشد:

$$\mathbf{r}_{lp}^H \Sigma^{-1} \Phi \mathbf{a} > thr \quad (28)$$

که در آن، thr سطح آستانه تصمیم گیری بین دو فرضیه است.

مشاهده می شود که احتمال آشکارسازی به صورت یکنوا^۳، با مقدار d^2 ارتباط دارد. بدین جهت اگر در یک مسئله طراحی سیگنال، از بین مجموعه ای از سیگنال ها بخواهیم سیگنالی را برگزینیم که دارای بیشترین احتمال آشکارسازی باشد، آن را انتخاب می کنیم که دارای ضریب انحراف بیشتری باشد. اما در حالت کلی چنین پاسخی برای مسئله قید شده، نامحدود می باشد. لذا می بایست بهینه شدن ضریب انحراف را با وجود یک قید انرژی بر کد مطلوب به صورت زیر

سطح مقطع راداری (RCS) هدف دارد و همچنین $n(t)$ اثر توأم نویز رنگی و کلاتر جمع شونده می باشد.

در گیرنده جهت دمدوله سازی و انتقال طیف سیگنال به باند پایه داریم:

$$r(t) = 2\Re\left\{\sum_{i=1}^{MN} x_i a_i f_i(t-\tau) e^{-j2\pi\tau(f_c+f_d)} e^{j2\pi f_d t} e^{j2\pi f_c t}\right\} + 2\Re\{w(t) e^{j2\pi f_c t}\} \quad (18)$$

که با فرض استقلال آماری نویز مشاهدات و کلاتر محیط می توان معادل باند پایه، اثر توأم آنها را به صورت یک بردار گوسی رنگی جمع شونده $w(t)$ مدل نمود که ماتریس کوواریانس آن برابر ماتریس Σ خواهد بود. به عبارتی:

$$E(\mathbf{w}\mathbf{w}^H) = \Sigma \quad (19)$$

که در رابطه فوق، $E(\cdot)$ معرف میانگین آماری می باشد.

حال می توان معادل باند پایه، سیگنال دریافتی در خروجی گیرنده را به صورت زیر به دست آورد:

$$\mathbf{r}_{lp}(t) = e^{-j2\pi f_c \tau} \sum_{i=1}^{MN} x_i a_i f_i(t-\tau) e^{j2\pi f_d(t-\tau)} + w(t) \quad (20)$$

در ادامه با در نظر گرفتن $t_n = \tau + n.T_s, n=0, 1, \dots, MN-1$ و جایگزینی در رابطه (۲۰) معادله زیر به دست می آید:

$$\mathbf{r}_{lp}[n] = e^{-j2\pi f_c \tau} \sum_{i=1}^{MN} x_i a_i f_i[n] e^{j2\pi\frac{f_d}{f_s} n} + w[n], n=0, 1, \dots, MN-1. \quad (21)$$

در رابطه فوق، T_s و $f_s=1/T_s$ به ترتیب زمان و فرکانس نمونه برداری سیگنال می باشند. همان گونه که مشاهده می شود، رابطه (۲۱) قابل نمایش به صورت برداری زیر می باشد:

$$\mathbf{r}_{lp} = \Phi \cdot \mathbf{a} + \mathbf{w} \quad (22)$$

در رابطه (۲۲)، بردار \mathbf{a} ، بردار ضرایب یا همان کدهای سیگنال، بردار \mathbf{w} ، بردار معادل باند پایه نویز و کلاتر محیط و ماتریس Φ ، مربوط به مدل سیگنال می باشد و به صورت زیر تعریف می شود:

$$\Phi = e^{-j2\pi f_c \tau} (\mathbf{A} \odot \mathbf{B} \odot \mathbf{C}) \quad (23)$$

در رابطه فوق:

• ماتریس \mathbf{A} ، شامل اطلاعات توابع یکه متعامد می باشد و به صورت زیر تعریف می شود:

¹ Hadamard Element-wise Product

² Deflection Coefficient

³ Monotonic

مسئله (۳۱) دارای جواب‌های مختلفی است. به هر کدام از این جواب‌ها، جواب پرتو^۱ گفته می‌شود. طبق تعریف، منظور از جواب‌های پرتو، پاسخی از یک مسئله بهینه‌سازی چند هدفه می‌باشد که هر یک به نوعی سبب بهتر شدن یکی از توابع هدف و بدنبال آن، دور شدن هدف دیگر از مقدار بهینه خود می‌شود. به عبارتی دیگر نمی‌توان به یک جوابی بهتر از منظر یکی از اهداف رسید، بدون آنکه هدف دیگر را از مقدار بهینه خود دورتر نمود [۱۴].

۴. نتایج شبیه‌سازی

در این بخش به ارزیابی کد ساخته شده در مسئله طراحی سیگنال (۳۰) پرداخته می‌شود. در فرآیند شبیه‌سازی، بهینگی کد طراحی شده از منظر کیفیت فشرده‌سازی، را به کمک تابع ابهام تابع خودهمبستگی سیگنال طراحی شده بررسی می‌شود؛ همچنین جهت ارزیابی کیفیت آشکارسازی، منحنی تغییرات احتمال آشکارسازی سیگنال دریافتی را به ازای مقادیر مختلف SNR، ضریب اهمیت (γ) و کران بالای نرم اقلیدسی تفاضل کدهای مطلوب و طراحی شده (δ)، تحلیل می‌نماییم.

فرضیات و پارامترهای سیستمی مورد استفاده در فرآیند شبیه‌سازی در جدول ۱ آورده شده است.

جدول ۱. پارامترها و فرضیات استفاده شده در شبیه‌سازی

پارامترها و فرضیات	پارامترها و فرضیات	
	تایع و یولت	دبیشز مرتبه ۲ (db2)
پارامترها و فرضیات	تعداد چیپها	۸
	تعداد زیر حاملها	۸
پارامترها و فرضیات	فاصله هدف تا رادار	۱۰۰۰ متر
	فرکانس حامل	۱ گیگاهرتز
پارامترها و فرضیات	کد پیش فرض a_0	کد چرخشی P3
	ضریب اهمیت (γ)	۲/۵
پارامترها و فرضیات	احتمال هشدار غلط (P_{fa})	10^{-6}
	تعداد تکرار	۵۰
پارامترها و فرضیات	تعداد جمعیت	۷۵
	تعداد پارامترها (متغیرها)	۶۴
پارامترها و فرضیات	ضریب میرایی	۰/۹۹
	درجه اهمیت اینرسی اولیه	۱

همچنین تابع ابهام، ایده‌آل نرمالیزه شده $F(\tau, w)$ را به صورت

مطرح نمود:

$$\begin{cases} \mathbf{a}^* = \operatorname{argmax}_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H (\Phi^H \Sigma^{-1} \Phi) \mathbf{a} \\ \text{subject to: } \mathbf{a}^H \mathbf{a} = E \end{cases} \quad (29)$$

حال به یک مسئله ساده مقدار ویژه-بردار ویژه رسیده‌ایم که حل آن، بردار ویژه متناظر با بزرگترین مقدار ویژه ماتریس $\Phi^H \Sigma^{-1} \Phi$ می‌باشد [۱۴].

۳-۳. تعریف مسئله بهینه‌سازی دو هدفه

با توجه به روابط اشاره شده در بخش‌های قبل، مسئله بهینه‌سازی طراحی سیگنال راداری جهت بهبود توأمان تابع ابهام سیگنال و عملکرد آشکارسازی در گیرنده راداری، با استفاده از تکنیک اسکالرسازی خطی که ترکیب وزن‌دار اهداف را به عنوان هدف سراسری مسئله برمی‌گزیند، به صورت زیر قابل بیان می‌باشد:

$$\begin{cases} \mathbf{a}^* = \operatorname{argmax}_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H \left[\frac{\alpha_1}{\lambda_{\max}(\mathbf{P} + \mathbf{P}^H)} (\mathbf{P} + \mathbf{P}^H) \right. \\ \left. + \frac{\alpha_2}{\lambda_{\max}(\Phi^H \Sigma^{-1} \Phi)} (\Phi^H \Sigma^{-1} \Phi) \right] \mathbf{a} \\ \text{subject to: } \mathbf{a}^H \mathbf{a} = E, \quad \|\mathbf{a} - \mathbf{a}_0\|^2 \leq \delta \end{cases} \quad (30)$$

که در آن $\frac{\alpha_1}{\lambda_{\max}(\mathbf{P} + \mathbf{P}^H)}$ و $\frac{\alpha_2}{\lambda_{\max}(\Phi^H \Sigma^{-1} \Phi)}$ وزن‌های جدید می‌باشند [۲]

به عنوان نتیجه‌گیری، مسئله طراحی سیگنال را به صورت زیر بیان می‌شود:

کد \mathbf{a}^* یک حل بهینه از مسئله (۳۰) می‌باشد، تنها اگر یک حل مسئله بهینه‌سازی زیر باشد:

$$\begin{cases} \mathbf{a}^* = \operatorname{argmax}_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H \mathbf{R}(\gamma) \mathbf{a} \\ \text{subject to: } \mathbf{a}^H \mathbf{a} = E, \quad 2 - \delta - \mathbf{a}_0^H \mathbf{a} - \mathbf{a}^H \mathbf{a}_0 \leq 0 \end{cases} \quad (31)$$

که در آن:

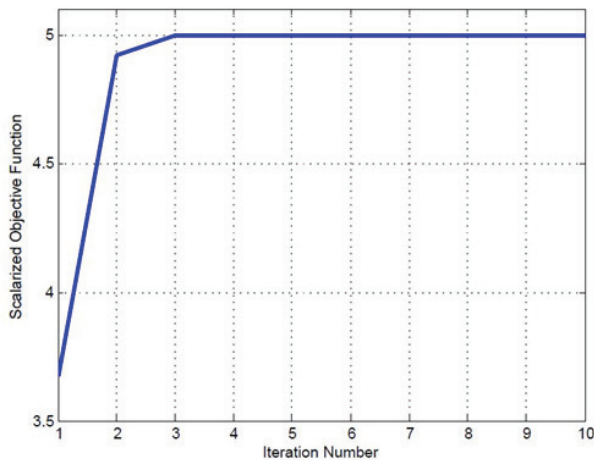
$$\gamma = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \cdot \frac{\lambda_{\max}(\mathbf{P} + \mathbf{P}^H)}{\lambda_{\max}(\Phi^H \Sigma^{-1} \Phi)} \quad (32)$$

ضریب اولویت یک هدف نسبت به هدف دیگر می‌باشد. همچنین در رابطه فوق، عملگر $\lambda_{\max}(\cdot)$ معرف بزرگترین مقدار ویژه ماتریس ورودی آن است. در ادامه، ماتریس $\mathbf{R}(\gamma)$ با استفاده از ضریب به دست آمده با رابطه (۳۲)، به صورت زیر تشکیل می‌شود:

$$\mathbf{R}(\gamma) = (\mathbf{P} + \mathbf{P}^H) + \gamma (\Phi^H \Sigma^{-1} \Phi) \quad (33)$$

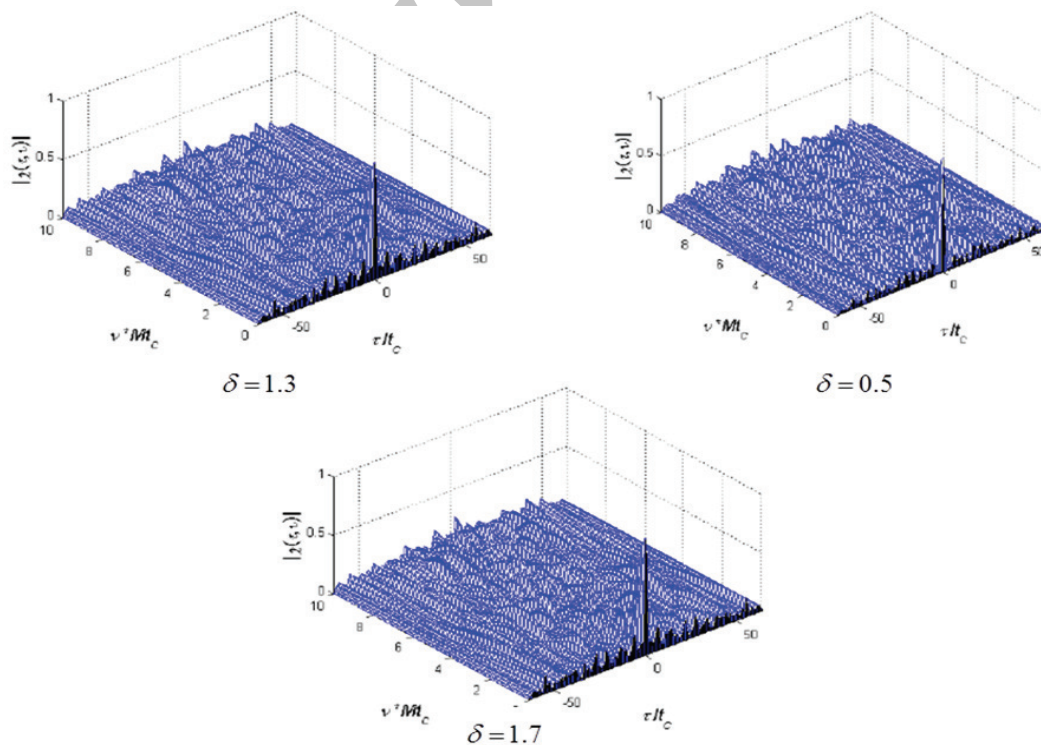
همان‌طور که دیده می‌شود، به ازای مقادیر مختلف γ

^۱ Pareto



شکل ۲. نمودار همگرایی الگوریتم PSO برای مسئله (۳۱)

در شکل ۳ تابع ابهام سیگنال‌های طراحی شده به ازای مقادیر مختلف δ نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که با افزایش مقدار δ ، تابع ابهام به دست آمده، از فرم ایده‌آل خود دورتر می‌شود. توجه شود که عدم قرار دادن قید شباهت δ ، یعنی نتیجه شدن یک تابع ابهام با خاصیت تفکیک‌پذیری نامناسب، از طرف دیگر حصول یک کد با بالاترین شباهت با کد پیش فرض با خواص ایده‌آل (نظیر کد P3) یعنی نتیجه شدن یک سیگنال با تابع ابهام ضربه‌ای مانند، در نتیجه مقدار بالا برای δ ، به معنای فاصله گرفتن تابع ابهام سیگنال از فرم مطلوب خود است.



شکل ۳. تابع ابهام سیگنال طراحی شده به ازای مقادیر $\delta = \{0.5, 1.3, 1.7\}$

تابعی که دارای مقدار ۱ در مبدأ و ۰/۰۵ در سایر نقاط می‌باشد، در نظر گرفته می‌شود. در ادامه، ماتریس کواریانس معادل باند پایه نویز و کلاتر را نیز به صورت زیر فرض می‌شود:

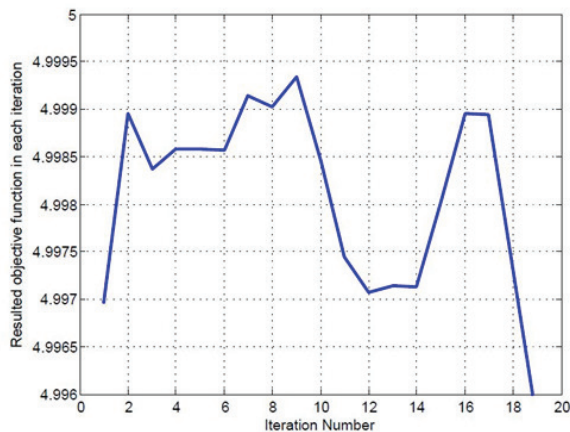
$$\Sigma = \mathbf{M}_{clutter} + 0.05\mathbf{I} \quad (34)$$

که درایه سطر m ام و ستون n ام ماتریس $\mathbf{M}_{clutter}$ از رابطه زیر به دست می‌آید [۲]:

$$\mathbf{M}_{clutter}(m, n) = 0.9^{|m-n|} \quad (35)$$

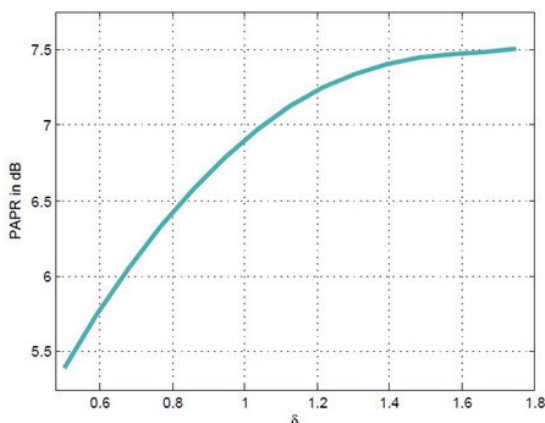
جهت حل مسئله بهینه‌سازی تک هدفه به دست آمده رابطه (۳۰) از الگوریتم تکاملی انبوه ذرات که الگوریتمی ساده و از دیدگاه محاسباتی کم هزینه می‌باشد [۱۵] بهره خواهیم برد. این الگوریتم مشابه با سایر الگوریتم‌های مبتنی بر محاسبات تکاملی، روی یک مجموعه از جواب‌ها در فضای جستجو عمل می‌کند و با استفاده از همکاری و رقابتی که بین جواب‌ها ایجاد می‌کند، می‌تواند خیلی سریع جواب بهینه را برای مسائل بهینه‌سازی پیچیده پیدا کند.

در استفاده از کمک الگوریتم PSO می‌بایست نشان دهیم که در هر مرتبه از تکرار الگوریتم، تابع هدف به سمت مقدار بیشتری سوق پیدا می‌کند. در شکل ۲، نمودار تابع هدف به دست آمده در ۱۰ تکرار، نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که الگوریتم بعد از ۳ مرتبه تکرار به مقدار بهینه خود همگرا می‌شود.



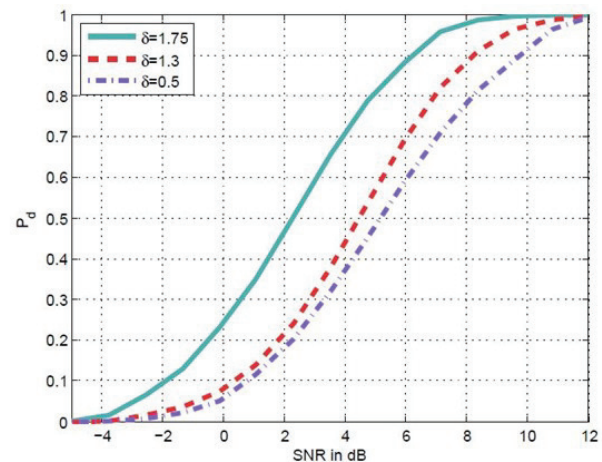
شکل ۵. مقدار تابع هدف به دست آمده در ۲۰ تکرار الگوریتم PSO

OFDM، PAPR بالای سیگنال می‌باشد. در حقیقت تغییرات دامنه سیگنال، نیازمند فرستندهایی است که در ناحیه خطی خودشان کار کنند که سبب می‌شود تبدیل توان ناکارآمد باشد [۳]. نکته‌ای که در انتخاب پارامتر δ می‌بایست مورد توجه قرار گیرد، مقدار PAPR به دست آمده در سیگنال طراحی شده می‌باشد. به عبارتی، سیگنالی که دارای تابع ابهام مناسب راداری اما PAPR نامناسبی باشد، از لحاظ عملی ناکارآمد است. بنابراین در شکل ۶، منحنی تغییرات PAPR بر حسب تغییرات δ رسم شده است. مشاهده می‌شود که با افزایش δ ، PAPR سیگنال طراحی شده افزایش می‌یابد. در نتیجه با راداری می‌بایست علاوه بر در نظر گرفتن یک مصالحه بین عملکرد آشکارسازی و تابع ابهام، ملاحظه مقدار PAPR را نیز در نظر بگیرد.



شکل ۶: منحنی تغییرات PAPR سیگنال طراحی شده به ازای مقادیر مختلف δ

در ادامه به بررسی اثر تغییرات ضریب γ بر کیفیت نتایج به دست آمده پرداخته می‌شود. همان‌طور که رابطه (۳۳) نشان می‌دهد، ضریب γ نشان‌دهنده اثر اولویت نسبی عملکرد آشکارسازی نسبت به



شکل ۴. بررسی عملکرد آشکارسازی سیگنال دریافتی به ازای

$$\delta = \{0.5, 1.3, 1.75\}$$

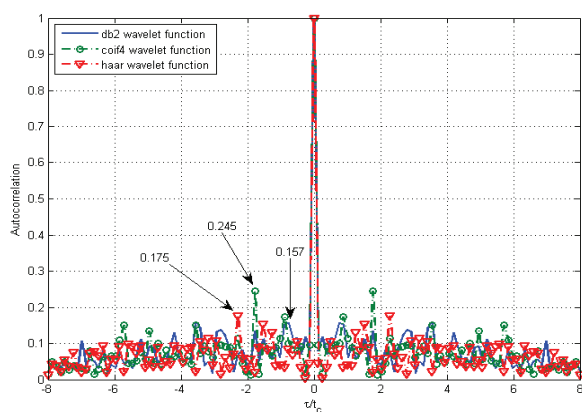
در ادامه جهت ارزیابی کیفیت آشکارسازی سیگنال، منحنی‌های تغییرات احتمال آشکارسازی سیگنال دریافتی را بر حسب مقادیر مختلف SNR و δ در شکل ۴ رسم می‌گردد. مشاهده می‌شود که با افزایش مقدار δ ، عملکرد آشکارسازی سیگنال بهبود پیدا می‌کند. همچنین با در نظر گرفتن شکل ۳ می‌بینیم که با این افزایش، سطح سایدلوب‌های تابع ابهام نتیجه شده، افزایش پیدا کرده و به دنبال آن، کیفیت تابع ابهام نتیجه شده، افت پیدا می‌کند. این موضوع دقیقاً به مسئله جواب‌های پرتو اشاره دارد. با تغییر در مقادیر δ یا γ به سیگنال‌های راداری مختلفی می‌رسیم که یکی از اهداف را به مقدار بهینه خود نزدیک کرده اما هدف دیگر را از مقدار بهینه خود دور می‌کند. در حقیقت به هر کدام از این جواب‌ها، یک پرتوی غیر غالب مسئله بهینه‌سازی گفته می‌شود. بدین معنا که هیچ‌یک از این جواب‌ها مزیتی بر جواب دیگر ندارند و این به انتخاب طراح برمی‌گردد که بر حسب سناریوی مسئله و اینکه رسیدن به چه مشخصه‌ای مهم‌تر است یکی از این پاسخ‌ها را انتخاب نماید.

یکی از مواردی که جهت بررسی پایدار بودن الگوریتم‌های تکاملی می‌بایست مورد بررسی قرار گیرد، همگرایی پاسخ‌های به دست آمده از الگوریتم در دفعات مختلف اجرای آن می‌باشد. از آنجا که داده‌های اولیه جهت شروع الگوریتم به صورت تصادفی می‌باشند، نزدیکی پاسخ‌های به دست آمده در دفعات مختلف اجرای الگوریتم تکاملی جزء محاسن آن به حساب می‌آید. شکل ۵، نمودار تابع هدف مسئله (۳۰) را در ۲۰ تکرار مختلف نشان می‌دهد. همان‌طور که دیده می‌شود پاسخ‌های به دست آمده در این الگوریتم با تقریب بسیار مناسبی حول مقدار $4/998$ قرار دارند.

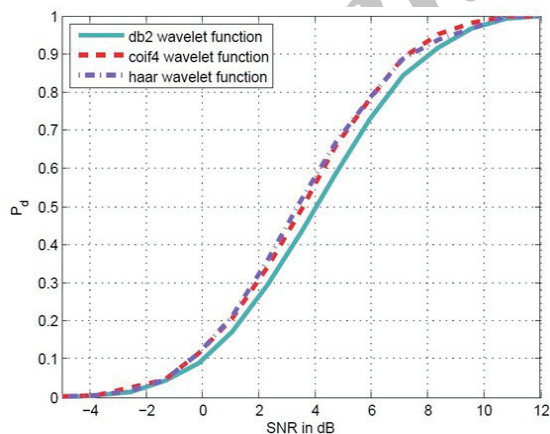
یکی از چالش‌های هر سیگنال چند حاملی نظیر سیگنال WPM-

درجه آزادی بیشتر در انتخاب تابع یکپه متعامد می‌باشد، بدین معنا که با انتخاب توابع ویولت مختلف، توابع یکپه جدیدی و به دنبال آن سیگنال‌هایی با خواص مختلفی به دست می‌آیند.

در شکل‌های ۹ و ۱۰، به ترتیب تابع خودهمبستگی و منحنی تغییرات احتمال آشکارسازی سیگنال‌های طراحی شده به ازای مقادیر مختلف SNR، به کمک توابع ویولت db2، haar و coif4 و به ازای مقادیر $\delta=1$ و $\gamma=2.5$ رسم شده‌اند. مشاهده می‌شود که انتخاب تابع ویولت مناسب در حصول نتیجه مطلوب، نقش مستقیمی خواهد داشت. به عنوان مثال، به کمک تابع ویولت haar به مقدار PSL بیشتر و همچنین به ازای انتخاب تابع ویولت db2، در قیاس با دو تابع دیگر عملکرد به احتمال آشکارسازی کمتری رسیده می‌شود.



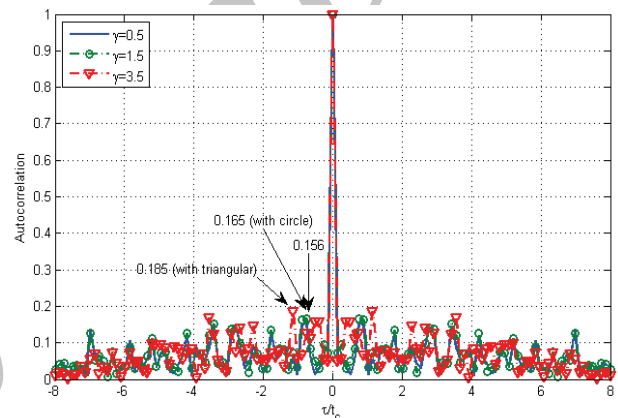
شکل ۹. تابع خودهمبستگی سیگنال‌های طراحی شده به ازای توابع ویولت db2، haar، coif4 و $\delta=1$ و $\gamma=2.5$



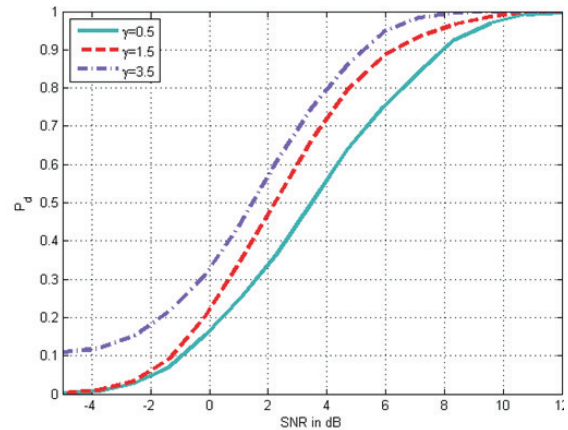
شکل ۱۰. بررسی عملکرد آشکارسازی به ازای توابع ویولت haar، db2، coif4 و $\delta=1$ و $\gamma=2.5$

در شکل ۱۱، جهت ارزیابی تابع ویولت انتخابی بر مقدار PAPR، این کمیت به ازای تغییرات δ رسم شده است. مشاهده می‌شود که به ازای مقادیر $0.5 < \delta < 1.05$ ، به کمک تابع ویولت

کیفیت فشرده‌سازی سیگنال می‌باشد. در شکل‌های ۷ و ۸، به ترتیب تابع خودهمبستگی و منحنی تغییرات احتمال آشکارسازی سیگنال‌های طراحی شده به ازای مقادیر مختلف ضریب اهمیت γ ، SNR و مقدار ثابت $\delta=1$ رسم شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، به ازای یک مقدار ثابت برای δ ، با افزایش مقدار γ ، احتمال آشکارسازی سیگنال دریافتی بهبود پیدا کرده و به دنبال آن، PSL^۱ سیگنال فشرده شده نیز کاهش می‌یابد. البته نکته‌ای که در اینجا حائز اهمیت است، حساسیت نتایج نسبت به تغییر مقدار γ می‌باشد؛ به گونه‌ای که مشاهده می‌شود با تغییر γ از ۱/۵ به ۳/۵، در قیاس با تغییر از ۰/۵ به ۱/۵ شاهد تغییر کمتری در عملکرد آشکارسازی و فشرده‌سازی سیگنال هستیم.



شکل ۷. تابع خودهمبستگی سیگنال‌های طراحی شده به ازای $\delta=1$ و $\gamma = \{0.5, 1.5, 3.5\}$



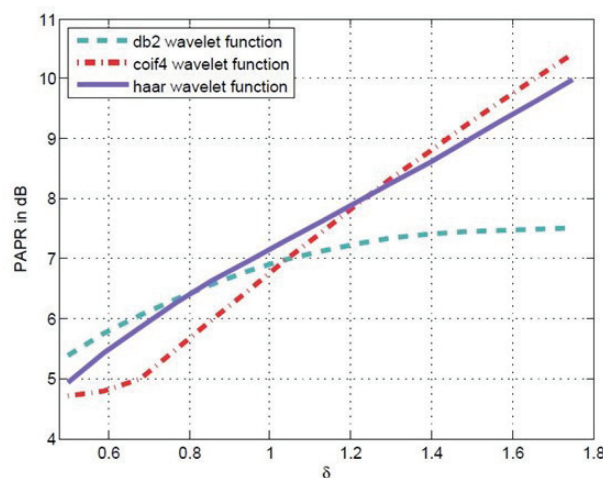
شکل ۸. بررسی عملکرد آشکارسازی سیگنال‌های دریافتی به ازای $\delta=1$ و $\gamma = \{0.5, 1.5, 3.5\}$

یکی دیگر از مزایای استفاده از سیگنال‌های راداری WPM-OFDM در قیاس با سایر سیگنال‌های چند حاملی، داشتن

^۱ Peak to sidelobe level

۶. مراجع

- [1] Levenon, N. "Multifrequency radar signals," in Proc. of IEEE Int. Radar Conf. pp. 683-688, 2000
- [2] De Maio, A. Piezzo, M. Farina, A. Wicks, M. "Pareto-optimal radar waveform design," IET Radar Sonar Navig., vol. 5, no. 4, pp. 473-482, 2011.
- [3] Sebt, M. A. Sheikhi, A. and Nayeibi, M.M. "Orthogonal frequency-division multiplexing radar signal design with optimised ambiguity function and low peak-to-average power ratio," IET Radar, Sonar and Navigation, vol. 3, no. 2, pp. 122-132, 2009.
- [4] Mohseni, R. Sheikhi, A. Shirazi, A. M. "Multicarrier constant envelope OFDM signal design for Radar applications," AEU-International Journal of Electronics and Communications, vol. 64, no. 11, pp. 999-1008, 2010.
- [5] Chongyi, F. Xiaotao, H. Tian, J. and Weng, C. "Ambiguity function of SAR based on OFDM waveform," in Radar Conf., USA, pp. 397-401, 2010
- [6] Alimosaymer, M. and Mohseni, R. "Least square synthesis of WPM-OFDM radar signal," Telecommunications Forum (TELFOR), pp. 847-850, 2012
- [7] Lakshmanan, M.K. and H. Nikookar, "A Review of Wavelets for Digital Wireless Communication," Springer Journal on Wireless Personal Communication, vol. 37, no. 3-4, pp. 387-420, 2006.
- [8] Sen, S. Tang, G. and Nehorai, A. "Multi-objective optimization-based OFDM radar waveform design for target detection," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 59, no. 2, pp. 639-652, 2011.
- [9] Mohseni, R. Sheikhi, A. and Shirazi, A. M. "Wavelet Packet Based OFDM Radar Signals," in Int. Conf. on Radar, pp. 552-557, 2008
- [10] Sussman, S. M. "Least square synthesis of RADAR Ambiguity function," IRE Trans. of Inf. Theory, vol. 8, no. 3, pp. 246-254, 1962.
- [11] Li, J. Guerci, J. R. and Xu, L. "Signal waveform's optimal under restriction design for active sensing," IEEE Signal Process. Lett., vol. 13, no. 9, pp. 565-568, 2006.
- [12] Horn, R. A. and Johnson, C. R. Matrix Analysis. New York: Cambridge Univ. Press, 1988.
- [13] Kay, S. M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998.
- [14] Boyd, S. and Vandenberghe, L. Convex Optimization. Cambridge University Press, 2004.
- [15] Kennedy, J. and Eberhart, R. "Particle Swarm Optimization," in IEEE Int. Conf. Neural Networks, pp. 1942-1948, 1995.



شکل ۱۱. تغییرات PAPR به ازای توابع ویولت db2، coif4 و haar.

coif4 و به ازای $1.05 < \delta < 1.7$ به کمک تابع ویولت db2، در قیاس با دو تابع ویولت دیگر به PAPR کمتری رسیده می‌شود.

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله، مسئله طراحی سیگنال WPM-OFDM راداری جهت حصول بهینگی توأم عملکرد آشکارسازی و بهبود شکل تابع ابهام سیگنال در تداخل ناشی از نویز و کلاتر گوسی رنگی جمع شونده، بررسی و نشان داده شد که با انتخاب مناسب کدهای روی حامل‌ها، تابع ویولت و همچنین یک کد پیش فرض با خواص مناسب، می‌توان به عملکرد آشکارسازی مطلوب تابع ابهام نزدیک به فرم ایده‌آل و به دنبال آن، به تفکیک پذیری مورد نظر رسید. مسئله‌ای که اثر تغییر مقدار آن به عنوان یک درجه آزادی برای طراح سیستم بررسی شد، کران بالای نرم اقلیدسی تفاضل کد طراحی شده و یک کد پیش فرض بود که نشان داده شد با افزایش آن، شاهد کاهش مقدار PSL، افزایش PAPR سیگنال طراحی شده و همچنین بهبود عملکرد آشکارسازی هدف می‌باشیم.

WPM-OFDM Radar Signal Design For Joint Improvement of Detection Performance and Ambiguity Function Shape

M. Alimosaymer^{*}, R. Mohseni, A. Azizi-vahed

^{*}Shiraz University of Technology

(Received: 05/27/2013 , Accept: 07/28/2013)

Abstract

In recent years, Wavelet Packet Modulation OFDM (WPM-OFDM) signals have been introduced for radar applications. Using these signals results in significant properties such as desired inherent high range resolution and high resistance from radar system against jamming reception (Electronic Warfare) in radar systems. This paper investigates into the problem of designing these signals based on the following criteria; constrained maximization of the detection performance in the presence of colored Gaussian noise and clutter with the known covariance matrix and constrained minimization of the least squared error between desired and designed ambiguity functions. In other words, this issue can be formulated in terms of a non-convex multi-objective optimizing problem. In order to solve it, at first, the weighted sum method is used to change the original bi-objective problem into a single objective or scalar one. Then, to find the optimal solution, the particle swarm optimization algorithm, which is simple and computationally efficient, will be employed.

Keywords: Radar signal design, ambiguity function, detection, particle swarm optimization algorithm, WPM-OFDM radar signal.

^{*}Corresponding author Email: m.alimosaymer@sutech.ac.ir