

Introducing a Novel Method for Reducing Coupling in SIAR Based on Frequency Coding in a Circular Array

Reza Fatemi Mofrad*, Ghasem Asadi

Department of Electrical Engineering, Malek-Ashtar University of Technology, Tehran, Iran.
E-mails: fatemi@muc.ac.ir; gh_asadi@muc.ac.ir

Abstract

The Synthetic Impulse and Aperture Radar (SIAR) are multi-input and multi-output radars with different and orthogonal carrier frequencies. In these radars, one of the most important challenges is coupling between range and angle. This means that range error causes angle error and vice versa. To address this issue, radar designers typically design transmitting waveforms based on carrier frequency coding techniques. In the past, sequential carrier frequency coding, positive and the negative sequential carrier frequency coding and random carrier frequency coding have been proposed to reduce the coupling between range and angle for a linear array (2D). In this article, geometrical and mathematical equations of coupling are presented for a circular array (3D) and a new method called as positive and negative random carrier frequency coding is proposed. It will be shown that proposed method reduces coupling and side lobe level by about 40% more than the previous frequency coding methods. Moreover, we provide evidence that the coupling between azimuth and elevation angles remains consistent across different frequency coding techniques. Furthermore, the random change of carrier frequency coding from one transmit period to the next allows us to leverage pulse-to-pulse frequency agility, adding an additional advantage to this method.

Keywords

Coupling of angle and range, SIAR, transmitting waveform, carrier frequency coding, MIMO, DBF.

Introduction

SIAR radars are one of the advanced radars developed due to the advancement of knowledge and new technologies in recent years. These radars are designed and manufactured in different frequency bands from HF and metric to microwave. According to configuration of SIAR radars, the received phase is affected by the range, azimuth and elevation angles. In this condition if an error occurs in calculation of one dimension (angle or range), it will make an error in the calculation of another dimension. This is coupling between range and angles. To deal with this challenge, radar designers usually design and set appropriate frequency coding and distribute them between transmitters.

Proposed Work and Methodology

The SIAR radar system with a circular arrangement consists of N transmitters and a receiver. The receiver is located in the center. The received signals in the receiver channel are first separated and then each one is mixed with the transmitting reference signal ($\exp(j2\pi f_k t)$). Then the received target echoes are obtained. After DBF and separating the signals, the output of the signal processing is expressed. If there is any error in calculation of φ and θ it makes error in calculation of R and vice versa. This is the concept of coupling between range and angles in SIAR.

One of the methods is positive and negative sequential coding that was previously presented. Therefore in two consecutive periods, the positive sequential frequency coding is transmitted in the first period (i) and the negative sequential frequency coding is transmitted in the next period ($i+1$). In this method the target coordinates can be obtained as:

$$(R_t, \theta_t, \varphi_t) = \operatorname{argmax}_{R, \theta, \varphi} (|z(t_i, R, \theta, \varphi)| + |z(t_{i+1}, R, \theta, \varphi)|).$$

please revise: The advantage of this method is that the side lobes and main lobe are placed on the two intersecting lines but the side lobes level is high and coupling is great. Another method is random frequency coding. One of the advantages of this method is reducing the side lobe level (SLL) but in this method, many side lobes are scattered in all ranges and angles. In the novel proposed method, the advantages of the previous methods i.e. random coding and positive and negative sequential coding, are used simultaneously. In the proposed method, N positive random codes are transmitted in the i -th period and the negative of the previous period is transmitted in the $i+1$ th period. The simulation shows that proposed method has a better performance than the previous methods in coupling reduction and reducing of number and SLL. In the proposed method, first signals of two consecutive periods are added together and then the absolute value operator is used. Applying the absolute value operator after adding reduces the side lobes. Finally the number of side lobes decreases. The maximum output of the below equation shows the location of the target

$$(R_t, \theta_t, \varphi_t) = \operatorname{argmax}_{R, \theta, \varphi} \{ |z(t_i, R, \theta, \varphi) + z(t_{i+1}, R, \theta, \varphi)| \}.$$

Conclusion

In this article, first, signaling and mathematical relationships for proving the marriage of 3D SIAR radar with circular layout are presented. Additionally, a new method called positive and negative random frequency codes is proposed to reduce the coupling between range and angles. Through simulation, it is shown that the utilization of the proposed frequency coding yields better results compared to other frequency codings, and the coupling is reduced by about 40% compared to methods such as sequential frequency coding, positive and negative sequential frequency coding. Furthermore, compared to the random frequency coding method, in addition to reducing the coupling, the number of large sublobes around the target is significantly reduced. In this simulation, it is observed that the use of this new frequency coding simultaneously takes advantage of the benefits of random coding and positive and negative sequential coding in reducing coupling and the number of sublobes. These advantages do not impose complex and new computations and the proposed method aligns with the structure of SIAR radars. Among other interesting points demonstrated in the mathematical relationships and simulation is the independence of coupling between θ , φ angles from the type of frequency coding, which is consistent for all frequency codings.

ارائه روشی نوین جهت کاهش تزویج در رادارهای پالس و دهانه مصنوعی مبتنی بر کدینگ فرکانسی در یک آرایه دایروی

رضا فاطمی مفرد

دانشیار، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

قاسم اسدی

دانشجوی دکتری، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

چکیده

رادارهای پالس باریک و دهانه مصنوعی (SIAR) رادار چند ورودی و چند خروجی هستند. آن‌ها دارای ویژگی‌هایی مانند قابلیت کشف و آشکارسازی اهداف RCS کم، احتمال کشف کم، مقاوم در مقابل موشک‌های ضد انتشار و کشف و ردگیری هم‌زمان چندین هدف می‌باشند. چالش این رادارها تزویج بین اطلاعات برد و زاویه است. به دلیل این تزویج خطای استخراج برد موجب بروز خطا در استخراج زاویه و برعکس می‌شود. برای مقابله با این چالش طراحان رادار از روش طراحی شکل موج‌های ارسالی مبتنی بر کدهای فرکانسی مناسب استفاده می‌کنند. قبلاً شکل موج‌های ارسالی مبتنی بر کدهای فرکانسی ترتیبی، تصادفی و ترتیبی مثبت و منفی برای کاهش تزویج بین برد و زاویه در یک آرایه خطی دوبعدی (2D) بررسی شده بود. در این مقاله روابط هندسی و ریاضی تزویج برای یک آرایه دایروی (3D) با قابلیت پوشش هم‌زمان فضا معرفی و کد فرکانسی جدید با عنوان کد فرکانسی تصادفی مثبت و منفی پیشنهاد می‌شود. عملکرد روش پیشنهادی در مقایسه با کدهای قبلی به‌طور قابل توجهی بهتر و موجب کاهش حدود ۴۰ درصدی در تزویج و گلبرگ‌های فرعی می‌شود، همچنین اثبات می‌شود تزویج زوایای سمت و ارتفاع وابسته به نوع کد فرکانسی انتخابی نبوده و در تمام شرایط یکسان است. این روش به دلیل تغییر تصادفی کدهای فرکانسی از مزایای چابکی کدهای فرکانسی پالس به پالس نیز برخوردار است.

کلمات کلیدی

تزویج بین زاویه و برد، SIAR، شکل موج ارسالی، کدینگ فرکانس حامل، MIMO، DBF.

نام نویسنده مسئول: دکتر رضا فاطمی مفرد

ایمیل نویسنده مسئول: fatemi@muc.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۱/۲۷

تاریخ(های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۲/۰۷/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۲/۲۴

۱-مقدمه

چند نقشی (مراقبت و ره‌گیری) و دارای قابلیت فشرده‌سازی دربرد و زاویه می‌باشند که موجب بهبود قابل توجهی در حد تفکیک برد و زاویه می‌شوند. در SIAR معمولاً از آنتن‌های با الگوی ارسال همه جهته و ارسال متعامد استفاده می‌شود لذا قابلیت تشکیل چندین بیم به‌صورت هم‌زمان جهت پوشش تمام فضا وجود دارد. این ویژگی توانایی کشف و ردگیری هم‌زمان چندین هدف و بهره‌گیری از روش‌های انتگرال‌گیری همدوس بازمان طولانی را ایجاد می‌کند که موجب بهبود نسبت سیگنال به نویز (SNR) و قابلیت آشکارسازی اهداف با سطح مقطع راداری کم می‌شود [۹،۸]. همچنین به دلیل بهره‌گیری هم‌زمان از ارتفاع چندین فرکانس قابلیت خوبی در کشف و آشکارسازی اهداف پروازی با ارتفاع کم می‌باشند. در SIAR استخراج برد و زاویه به‌طور هم‌زمان درگیرنده و از طریق یک فیلتر منطبق سه‌بعدی (برد، زاویه سمت و ارتفاع) صورت می‌پذیرد؛ بنابراین تابع ابهام که خروجی این فیلتر است با چهار بعد (برد، زاویه سمت و ارتفاع و داپلر) تجزیه و تحلیل گردیده و مختصات هدف استخراج می‌شود [۱۱،۱۰،۲]. با توجه به ویژگی‌ها و اهمیت رادارهای SIAR تحقیقات متنوعی در سال‌های اخیر در جهان انجام و برخی نتایج آن در مقالات منتشر شده است [۱۶-۱۲].

با توجه به ساختار رادارهای SIAR فاز سیگنال دریافتی متأثر از برد و زوایای سمت و ارتفاع می‌باشد و تزویج بین برد و زاویه وجود دارد. به‌گونه‌ای که

رادارهای پالس باریک و دهانه‌ی مصنوعی (SIAR) از دسته رادارهای چند ورودی و چند خروجی (MIMO) با فرکانس‌های حامل متفاوت و متعامد می‌باشند. مفهوم رادار MIMO از ارتباطات MIMO نشاءت می‌گیرد. مزایایی که در ارتباطات MIMO به‌دست آمده است، منجر به استفاده آن در حوزه رادار شده است. رادارهای MIMO می‌توانند از دو نوع colocated و distributed باشند. در colocated، تمام آنتن‌ها در یک مکان فیزیکی نصب می‌شوند. به عبارتی، آنتن‌های فرستنده و گیرنده در کنار یکدیگر قرار می‌گیرند. در distributed آنتن‌ها در مناطق مختلفی از فضا قرار می‌گیرند. رادارهای SIAR بیشتر از نوع distributed و از دسته رادارهای پیشرفته می‌باشند که به سبب پیشرفت دانش و فناوری‌های جدید در سال‌های اخیر مطرح و درحال توسعه می‌باشند [۵-۱]. این رادارها در باندهای مختلف فرکانسی از HF و متریک تا ماکروبو طراحی و ساخته می‌شوند. در این رادارها الگوی ارسال در فضا تشکیل نمی‌شود، لذا شکل‌دهی بیم و تشکیل پالس باریک همگی درگیرنده و از طریق پردازش سیگنال انجام می‌شود. [۷،۶،۲]. آن‌ها دارای ویژگی‌های مهمی از قبیل احتمال کشف کم (LPI)، ضد تداخل (ECCM)، ایمن در مقابل موشک‌های ضد انتشار (ARM)، چهاربعدی (زاویه ارتفاع و سمت، برد، داپلر) می‌باشند. این رادارها

۲- مفاهیم و روابط مسئله

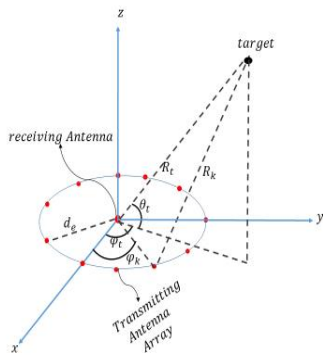
طرح کلی سیستم راداری SIAR با آرایش دایروی که متشکل از N فرستنده و یک گیرنده در مرکز می باشد در شکل ۱ نمایش داده شده است. سیگنال های ارسالی از فرستنده k-ام را می توان با رابطه ۱ بیان کرد:

$$S_k(t) = g(t) \exp(j2\pi f_k t), \quad k = 1, \dots, N, t \geq 0$$

$$g(t) = \begin{cases} 1, & t \leq T_e \\ 0, & \text{else} \end{cases}$$

$$f_k = f_0 + c_k \Delta f = f_0 + \Delta f_k$$

T_e عرض پالس ارسال، f_k فرکانس سیگنال ارسال شده از فرستنده k-ام، f_0 فرکانس حامل مرکزی، Δf بازه فرکانسی، c_k کد فرکانسی سیگنال فرستنده k-ام و $N\Delta f$ پهنای باند کلی می باشد در شکل ۱، R_t فاصله بین هدف و گیرنده، R_k فاصله بین فرستنده k-ام و هدف، φ_k زاویه سمت فرستنده k-ام، θ_t و φ_t به ترتیب زاویه ارتفاع و سمت هدف نسبت به گیرنده و جهت مرجع و d_e فاصله فرستنده ها از مرکز آرایه (گیرنده) می باشند. توزیع فرستنده ها روی محیط دایره یکنواخت است.



شکل ۱- نمای کلی SIAR با آرایش دایروی

سیگنال دریافتی از فرستنده k-ام در یک نقطه دلخواه T را می توان با رابطه ۲ توصیف کرد:

$$s_k(t - \tau_k) = g(t - \tau_k) \exp(j2\pi f_k(t - \tau_k)), \quad k = 1 \sim N \quad (2)$$

τ_k تأخیر زمانی از فرستنده k-ام به نقطه T (هدف) بوده و حاصل ضرب همبستگی متقابل سیگنال ارسالی از دو فرستنده دلخواه (i, k) در یک نقطه فضا با رابطه ۳ بیان می شود:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s_k(t - \tau_k) s_i^*(t - \tau_i) dt$$

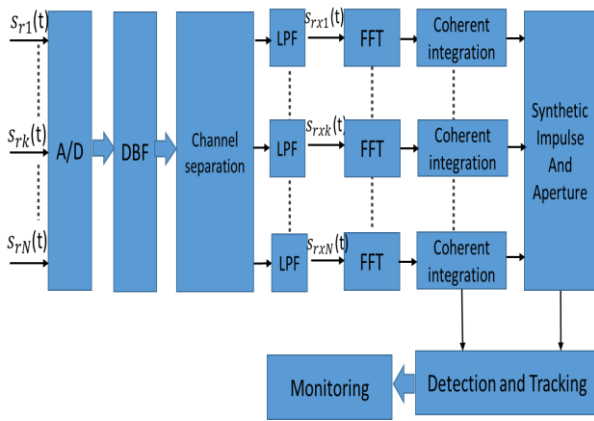
$$= \frac{\sin[\pi(c_k - c_i)\Delta f T_e]}{\pi(c_k - c_i)\Delta f T_e} \exp(j2\pi f_k \tau_k) \exp(-j2\pi f_i \tau_i) \quad (3)$$

با فرض اینکه c_i, c_k اعداد صحیح و $c_i \neq c_k$ هستند تا زمانی که $T_e \Delta f$ یک عدد صحیح باشد رابطه ۳ برابر صفر می شود. لذا می توان نتیجه گرفت که سیگنال های ارسالی از تمام عناصر آرایه نسبت به یکدیگر متعامد می باشند. حد تفکیک برد رادار (ΔR) به پهنای باند کل یعنی $B = N\Delta f$ بستگی دارد مطابق شکل ۱ سیگنال های دریافتی در گیرنده ناشی از سیگنال های ارسالی از تمام عناصر فرستنده و بازگشتی آن ها از هدف می باشد که با رابطه ۴ بیان می شود.

$$S_r(t) = \sum_{k=1}^N S_k(t - \tau_{tk}) = \sum_{k=1}^N g(t - \tau_{tk}) \exp(j2\pi f_k(t - \tau_{tk})) \quad (4)$$

بروز خطا در استخراج یک بعد (زاویه یا برد) موجب بروز خطا در استخراج بعد دیگر و برعکس می شود. برای مقابله با این چالش از طراحی شکل موج ارسال مناسب و تخصیص آن به فرستنده ها استفاده می شود. با این اقدام می توان سطح گلبرگ های فرعی (SLL)، گلبرگ های مزاحم و تزویج بین برد و زاویه را کاهش داد در این خصوص جهت بررسی عملکرد روش های مختلف معمولاً نسبت بین دامنه گلبرگ اصلی و دامنه بزرگترین گلبرگ فرعی را به عنوان معیار مقایسه انتخاب می شود [۸-۲۰]. یکی از روش های مطرح و ارائه شده استفاده از کدهای فرکانسی ترتیبی مثبت و منفی (PNSC) می باشد. این روش قبلاً برای یک آرایه خطی معرفی و نتایج آن منتشر گردیده است [۱۹]. در این روش ابتدا کدهای ترتیبی در یک دوره ارسال می شود این عمل موجب می شود گلبرگ های فرعی اصلی در تابع ابهام روی یک خط با زاویه α قرار بگیرند لذا ابهام در استخراج مکان هدف وجود دارد. با ارسال کدهای ترتیبی قرینه در دوره بعدی گلبرگ های فرعی و اصلی بر روی یک خط دیگر با زاویه قرینه دوره قبل ($-\alpha$) قرار می گیرند. خروجی DBF آن ها در گیرنده جمع و پس از پردازش مکان تلاقی آن ها که محل هدف می باشد تقویت می شود لذا نسبت دامنه ی محل هدف (گلبرگ اصلی) به سایر گلبرگ های فرعی بزرگتر می شود با این عمل تزویج کاهش یافته اما هنوز مقدار آن بزرگ است. مزیت این روش در آرایه خطی قرار گرفتن گلبرگ های فرعی روی دو خط متقاطع و اشکال آن بزرگ بودن دامنه قله های کاذب است. روش دیگر استفاده از کدهای فرکانسی تصادفی است (RC) در این روش ضریب تزویج بهبود یافته اما اشکال آن تعداد زیاد قله های جعلی (گلبرگ های فرعی) بزرگ می باشد که در تمام محدوده برد و زاویه و اطراف هدف پراکنده شده اند. همچنین روشی اخیراً در یکی از مقالات معرفی شده است. در این روش ابتدا در دو دوره متوالی کدهای فرکانسی ترتیبی مثبت و منفی و در دوره سوم کد فرکانسی تصادفی بین فرستنده ها توزیع و ارسال می شود سپس خروجی DBF آن ها در گیرنده بجای تجمع در یکدیگر ضرب می شود [۲۰]. استفاده از عملیات ضرب بجای جمع روش مطلوبی نیست زیرا محاسبات پیچیده و حجم پردازش شدت افزایش یافته و با توجه به حجم بسیار زیاد پردازش در SIAR ممکن است رادار از حالت پردازش زمان واقعی (Real Time) خارج گردد. در این مقاله جهت مقابله با این چالش و کاهش بیشتر تزویج یک روش جدید تحت عنوان کد فرکانسی تصادفی مثبت و منفی (PNRC) پیشنهاد و ارائه می شود. در روش پیشنهادی ابتدا در یک دوره کدهای فرکانسی تصادفی بین فرستنده های توزیع گردیده و در دوره بعدی قرینه کدهای فرکانسی دوره قبل ارسال می شود. تحلیل، شبیه سازی و مقایسه نتایج این روش در مقایسه با روش های قبلی بیانگر کاهش تزویج بین دامنه و برد و تعداد گلبرگ های فرعی می باشد و موجب کاهش حدود ۴۰ درصدی تزویج و تعداد گلبرگ های فرعی نسبت به روش PNSC و کاهش قابل توجه در قله های کاذب در مقایسه با روش RC می شود.

به دلیل اینکه در رادارهای SIAR دهانه ارسال و دریافت در یکدیگر ضرب می شوند و از کدهای فرکانسی متفاوت و متعامد استفاده می شود به راحتی می توان با یک گیرنده نیز مکان هدف را تشخیص داد. لذا در شبیه سازی از یک آرایه ارسال دایروی و یک عنصر دریافت استفاده شده است. تاکنون در مقالات به بررسی و بیان روابط برای یک آرایه خطی (2D) پرداخته شده است در آرایه خطی مختصات (R, φ) استخراج می شود و بیشتر به عنوان رادارهای ساحلی و کشف و مراقبت هوایی استفاده می شود و روابط تزویج ساده تر هستند. اکنون در این مقاله روابط، تحلیل و شبیه سازی تزویج برای یک آرایه سه بعدی دایروی بررسی و نتایج ارائه می شود. استفاده از آرایه دایروی (3D) امکان پوشش همزمان کل فضا را در سه بعد (R, θ, φ) می دهد، روابط تزویج در آن ها پیچیده تر و بیشتر در پدافند هوایی به کارگیری می شوند.



شکل ۳- بلوک دیاگرام بخش گیرنده و پردازشگر

۳- معرفی روش پیشنهادی

سیگنال‌های دریافتی در کانال گیرنده ابتدا جداسازی و سپس در سیگنال مرجع ارسالی $\exp(j2\pi f_k t)$ ضرب می‌شوند لذا سیگنال دریافتی از فرستنده k -م در گیرنده $(S_{rk}(t))$ پس از گذشتن از فیلتر پائین گذر با رابطه ۱۱ بیان می‌شود. فرآیند جداسازی هر کدام از سیگنال‌ها توسط فیلتر منطبق مربوطه و هم زمان با DBF مطابق شکل (۳) انجام می‌شود.

$$S_{rxk}(t) = S_{rk}(t) \exp(-j2\pi f_k t) = g(t - \tau_t) \exp(-j2\pi f_k \tau_{tk}) \quad (11)$$

سیگنال دریافتی از تمام کانال‌های فرستنده پس از بازگشت از هدف در گیرنده را می‌توان با رابطه ۱۲ بیان کرد:

$$S_{rx}(t, R_t, \theta_t, \varphi_t) = a(R_t, \theta_t, \varphi_t) s(t) \quad (12)$$

جائیکه $S(t) = g(t - \tau_t)$ پوش سیگنال بازگشتی از هدف و بردار هدایت $a(R_t, \theta_t, \varphi_t)^T$ از رابطه (۱۳) بدست می‌آید:

$$a(R_t, \theta_t, \varphi_t) = [e^{[-j2\pi f_1(R_t - d_e \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_1))/c]}, \dots, e^{[-j2\pi f_N(R_t - d_e \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_N))/c]}]^T \quad (13)$$

باید توجه داشت که در اینجا بردار هدایت تابعی از برد و زوایای سمت و ارتفاع می‌باشد؛ بنابراین، بردار وزن‌های جستجوی DBF سیگنال دریافتی از تمام کانال‌های فرستنده پس از بازگشت از هدف در گیرنده را می‌توان با رابطه ۱۴ بیان کرد:

$$\omega(R, \theta, \varphi) = [e^{[-j2\pi f_1(R - d_e \cos \theta \cos(\varphi - \varphi_1))/c]}, \dots, e^{[-j2\pi f_N(R - d_e \cos \theta \cos(\varphi - \varphi_N))/c]}]^T \quad (14)$$

پس از جداسازی سیگنال‌ها و اعمال DBF خروجی پردازش سیگنال با رابطه ۱۵ بیان می‌شود:

$$Z(t, R, \theta, \varphi) = \omega^H(R, \theta, \varphi) S_{rx}(t, R_t, \theta_t, \varphi_t) \quad (15)$$

برد و زوایای سمت و ارتفاع هدف (R, θ, φ) جایی است که مقدار رابطه ۱۶ حداکثر می‌شود:

$$|Z(t, R, \theta, \varphi)| = \left| \sum_{k=1}^N e^{[j2\pi f_k((R - R_t) - d_e(\cos \theta \cos(\varphi - \varphi_k) - \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)))/c]} \right| \quad (16)$$

همواره اندازه‌گیری با مقداری خطا همراه است $(\Delta R, \Delta \theta, \Delta \varphi)$ که مقدار آن در مجاورت هدف اندک می‌باشد.

τ_{tk} تأخیر زمانی سیگنال‌های ارسالی از فرستنده k -ام به هدف و از هدف به گیرنده می‌باشد و از رابطه $\tau_{tk} = \tau_t - \tau_{ek}$ به دست می‌آید. تأخیر ناشی از اختلاف مسیر موج بین فرستنده k -ام و مرکز آرایه تا هدف (R_k) می‌باشد همچنین $\tau_t = \frac{2R_t}{c}$ تأخیر مربوط به فاصله هدف تا مرکز آرایه است. رابطه بین مختصات کارتزین (x_k, y_k, z_k) و مختصات قطبی $(d_e, \varphi_k, 0)$ از آنتن فرستنده k -ام عبارت است از:

$$\begin{bmatrix} x_k \\ y_k \\ z_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_e \cos \varphi_k \\ d_e \sin \varphi_k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

رابطه بین مختصات کارتزین (x_T, y_T, z_T) و مختصات قطبی هدف T از رابطه ۶ به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} x_T \\ y_T \\ z_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_t \cos \theta_t \cos \varphi_t \\ R_t \cos \theta_t \sin \varphi_t \\ R_t \sin \theta_t \end{bmatrix} \quad (6)$$

پس اختلاف مسیر موج بین آنتن تا هدف و گیرنده تا هدف عبارت است از:

$$R_k - R_t = \sqrt{(x_k - x_T)^2 + (y_k - y_T)^2 + z_T^2} - R_t = \sqrt{R_t^2 + d_e^2 - 2R_t d_e \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)} - R_t \quad (7)$$

در میدان دور آنتن $d_e \ll R_t$ می‌باشد؛ بنابراین رابطه ۷ می‌تواند با رابطه ۸ ساده شود.

$$R_k - R_t \approx R_t \sqrt{1 - 2 \frac{d_e}{R_t} \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)} - R_t \quad (8)$$

$$\approx d_e \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)$$

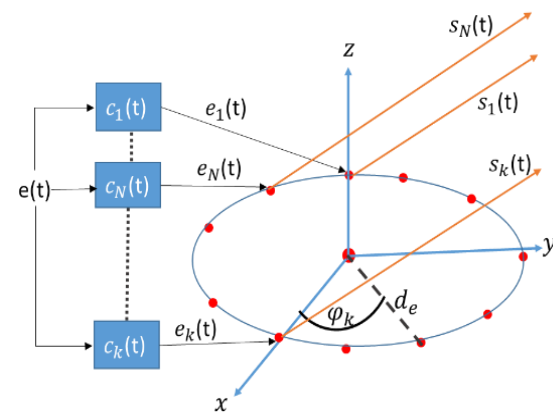
لذا تأخیر وابسته به آن عبارت است از:

$$\tau_{ek} = (R_k - R_t)/c = d_e \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)/c \quad (9)$$

با فرض عریض بودن عرض پالس $g(t)$ و چشم‌پوشی از اختلاف تأخیر پوش بین عناصر، سیگنال دریافتی در گیرنده را می‌توان با رابطه ۱۰ بیان کرد:

$$S_r(t) \cong \sum_{k=1}^N g(t - \tau_t) \exp(j2\pi f_k(t - \tau_{tk})) = g(t - \tau_t) \sum_{k=1}^N \exp(j2\pi f_k(t - \tau_{tk})) \quad (10)$$

با توجه به بزرگی f_k ساده‌سازی برای بخش دوم رابطه فوق استفاده نشده است. بلوک دیاگرام بخش‌های گیرنده و کدینگ فرکانس همچنین فرستنده و پردازشگر رادار در شکل‌های ۲ و ۳ آمده است.



شکل ۲- بلوک دیاگرام بخش فرستنده و کدینگ فرکانس

می‌باشد. ملاحظه می‌شود در نزدیکی هدف رابطه بین ΔR و $\Delta \varphi$ یک رابطه خطی است و مقدار آن وابسته به راستای هدف (θ_t, φ_t) ، موقعیت فرستنده (φ_k) ، شعاع آرایه ارسال (d_e) ، کد فرکانسی c_k و نسبت $\frac{f_0}{\Delta f_k}$ است. به تعداد فرستنده‌ها معادله خطوط تزویج وجود دارد و موقعیت هدف محل تلاقی خطوط تزویج می‌باشد. رابطه ۲۳ با توجه به رابطه ۱۷ و نتایج منتج از آن یعنی $\sin \Delta \varphi \cong \Delta \varphi$ و $\varphi + \varphi_t \cong 2\varphi_t$ ساده‌سازی و نوشته شده است.

حال رابطه ۲۲ را با فرض اینکه $\Delta \varphi = 0$ یعنی $\varphi_t = \varphi$ باشد می‌توان با رابطه ۲۴ بیان کرد:

$$\begin{aligned} \Delta R &\cong \frac{f_0 d_e}{\Delta f_k} [\cos \theta \cos(\varphi_t - \varphi_k) - \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)] \\ &= \frac{f_0 d_e}{\Delta f_k} \cos(\varphi_t - \varphi_k) (\cos \theta - \cos \theta_t) \\ &= \frac{f_0 d_e}{\Delta f_k} \cos(\varphi_t - \varphi_k) (-2 \sin \frac{\theta - \theta_t}{2} \sin \frac{\theta + \theta_t}{2}) \\ &\cong \frac{f_0 d_e}{\Delta f_k} \cos(\varphi_t - \varphi_k) (-\sin \theta_t \Delta \theta) \\ &= -\frac{f_0 d_e}{\Delta f_k} \cos(\varphi_t - \varphi_k) \sin \theta_t \Delta \theta \\ &= -\frac{f_0 d_e}{c_k \Delta f} \cos(\varphi_t - \varphi_k) \sin \theta_t = \beta_k \Delta \theta \end{aligned} \quad (24)$$

که β_k ضریب تزویج بین فاصله و زاویه θ برای فرستنده k -ام می‌باشد. در اینجا نیز ملاحظه می‌شود در مجاورت هدف رابطه بین ΔR و $\Delta \theta$ یک رابطه خطی است و مقدار آن وابسته به راستای هدف (θ_t, φ_t) ، موقعیت فرستنده (φ_k) ، شعاع آرایه ارسال (d_e) ، کد فرکانسی c_k و نسبت $\frac{f_0}{\Delta f_k}$ است. به تعداد فرستنده‌ها معادله خطوط تزویج وجود دارد و مکان هدف محل تلاقی خطوط تزویج می‌باشد. روابط فوق با توجه به روابط ۱۷ و نتایج حاصل از آن یعنی $\sin \Delta \theta \cong \Delta \theta$ و $\theta + \theta_t \cong 2\theta_t$ ساده سازی شده است.

اگر اختلاف زاویه و اختلاف ضرایب تزویج بین دو فرستنده مجاور را به ترتیب با روابط $\Delta \varphi_k = \varphi_k - \varphi_{k-1} = \frac{2\pi}{N}$ و $\Delta \beta_k = \beta_k - \beta_{k-1}$ تعریف کنیم. با توجه به تعداد فرستنده‌ها $\Delta \varphi_k$ معمولاً مقدار کوچکی بوده و در صورتیکه از کدهای فرکانسی ترتیبی (SC) و یا ترکیب آن‌ها استفاده نماییم اختلاف فرکانس بین این دو فرستنده مجاور $(\Delta f_k - \Delta f_{k-1} = \frac{B}{N})$ حداقل خواهد شد لذا $\Delta \beta_k$ نیز حداقل ممکن می‌شود. در این حالت بین گلبرگ‌های فرعی (خطوط تزویج) فرستنده‌های مجاور بیشترین همپوشانی ایجاد خواهد شد که منجر به تقویت گلبرگ‌های فرعی و افزایش ضریب تزویج می‌شود. این اشکال برای کدهای فرکانسی ترتیبی مثبت و منفی (PNSC) نیز وجود دارد. این موارد برای تزویج بین زاویه سمت و فاصله نیز برقرار است.

در اینجا برای اینکه رابطه تزویج بین زوایای سمت φ و ارتفاع θ را به دست آوریم در رابطه ۲۲ مقدار $\Delta R = 0$ قرار می‌دهیم. لذا داریم:

$$\begin{aligned} \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k) &= \cos(\theta_t + \Delta \theta) \cos(\varphi_t + \Delta \varphi - \varphi_k) \\ &= (\cos \theta_t \cos \Delta \theta - \sin \theta_t \sin \Delta \theta) \cos(\varphi_t + \Delta \varphi - \varphi_k) \\ &\cong (\cos \theta_t - \Delta \theta \sin \theta_t) [\cos(\varphi_t - \varphi_k) \cos \Delta \varphi - \sin \Delta \varphi \sin(\varphi_t - \varphi_k)] \\ &\cong (\cos \theta_t - \Delta \theta \sin \theta_t) [\cos(\varphi_t - \varphi_k) - \Delta \varphi \sin(\varphi_t - \varphi_k)] \\ &= \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k) - \cos \theta_t \sin(\varphi_t - \varphi_k) \Delta \varphi - \sin \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k) \Delta \theta + \sin \theta_t \sin(\varphi_t - \varphi_k) \Delta \theta \Delta \varphi \\ &= \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k) - \cos \theta_t \sin(\varphi_t - \varphi_k) \Delta \varphi - \sin \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k) \Delta \theta \end{aligned} \quad (25)$$

رابطه ۲۵ با توجه به روابط ۱۷ و نتایج حاصل از آن یعنی $\Delta \theta \Delta \varphi \cong 0$ و $\cos \Delta \theta \cong 1$ و $\cos \Delta \varphi \cong 1$ نتایج قبلی ساده‌سازی شده است در نهایت رابطه ۲۵ را می‌توان به شکل رابطه ۲۶ بیان نمود:

$$R = R_t + \Delta R, \theta = \theta_t + \Delta \theta, \varphi = \varphi_t + \Delta \varphi \quad (17)$$

$$\Delta \theta \ll \theta_t, \Delta \varphi \ll \varphi_t, \Delta R \ll R_t$$

با توجه به روابط ۱ و ۱۷ رابطه ۱۶ را می‌توان به شکل رابطه ۱۸ بیان کرد:

$$|Z(R, \theta, \varphi)| = \left| \sum_{k=1}^N e^{[j2\pi((\Delta f_k \Delta R - f_k d_e (\cos \theta \cos(\varphi - \varphi_k) - \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k))) / c]} \right| \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \phi_k &= 2\pi [\Delta f_k \Delta R - f_k d_e (\cos \theta \cos(\varphi - \varphi_k) - \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k))] / c \\ &= 2\pi M, k = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (19)$$

در صورتیکه (R, θ, φ) بر $(R_t, \theta_t, \varphi_t)$ منطبق گردد $(\Delta R, \Delta \theta, \Delta \varphi)$ حداقل و رابطه ۱۸ حداکثر می‌گردد. در این حالت در رابطه $\phi_k = 2\pi M$ باید یک عدد صحیح باشد. اگر $M=0$ آنگاه می‌توان نوشت:

$$\Delta R = \frac{f_k d_e}{\Delta f_k} [\cos(\theta_t + \Delta \theta) \cos(\varphi_t + \Delta \varphi - \varphi_k) - \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)] \quad (20)$$

ملاحظه می‌شود هرگونه خطا در استخراج زوایای θ, φ موجب بروز خطا در استخراج R و برعکس می‌شود که این همان مفهوم تزویج بین برد و زوایای هدف در SIAR می‌باشد. با توجه به $f_k = f_0 + \Delta f_k$ می‌توان رابطه ۲۰ را ساده کرد:

$$\begin{aligned} \Delta R &= \frac{(f_0 + \Delta f_k) d_e}{\Delta f_k} [\cos(\theta_t + \Delta \theta) \cos(\varphi_t + \Delta \varphi - \varphi_k) - \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)] \\ &= \frac{(1 + \frac{\Delta f_k}{f_0}) d_e}{\frac{\Delta f_k}{f_0}} [\cos(\theta_t + \Delta \theta) \cos(\varphi_t + \Delta \varphi - \varphi_k) - \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)] \end{aligned} \quad (21)$$

از آنجاکه $\Delta f_k \ll f_0$ است رابطه ۲۱ به شکل رابطه ۲۲ ساده می‌شود:

$$\Delta R \cong \frac{d_e f_0}{\Delta f_k} [\cos(\theta_t + \Delta \theta) \cos(\varphi_t + \Delta \varphi - \varphi_k) - \cos \theta_t \cos(\varphi_t - \varphi_k)] \quad (22)$$

برای اینکه رابطه تزویج بین برد و زاویه‌ها را بتوان به شکل دوبه‌دو بیان کرد، در ابتدا فرض می‌کنیم $\Delta \theta = 0$ یعنی $\theta_t = \theta$ لذا رابطه ۲۲ را می‌توان به شکل رابطه ۲۳ نوشت:

$$\begin{aligned} \Delta R &\cong \frac{d_e f_0}{\Delta f_k} \cos \theta_t [\cos(\varphi - \varphi_k) - \cos(\varphi_t - \varphi_k)] \\ &= \frac{d_e f_0}{\Delta f_k} \cos \theta_t [\cos \varphi \cos \varphi_k + \sin \varphi \sin \varphi_k - \cos \varphi_t \cos \varphi_k - \sin \varphi_t \sin \varphi_k] \\ &= \frac{d_e f_0}{\Delta f_k} \cos \theta_t [\cos \varphi_k (\cos \varphi - \cos \varphi_t) + \sin \varphi_k (\sin \varphi - \sin \varphi_t)] \\ &= \frac{d_e f_0}{\Delta f_k} \cos \theta_t [-2 \cos \varphi_k \sin \frac{\varphi + \varphi_t}{2} \sin \frac{\varphi - \varphi_t}{2} + 2 \sin \varphi_k \cos \frac{\varphi + \varphi_t}{2} \sin \frac{\varphi - \varphi_t}{2}] \\ &\cong \frac{d_e f_0}{\Delta f_k} \cos \theta_t [-\cos \varphi_k \sin \varphi_t \Delta \varphi + \sin \varphi_k \cos \varphi_t \Delta \varphi] \\ &= \frac{d_e f_0}{\Delta f_k} \cos \theta_t [\sin \varphi_k \cos \varphi_t - \cos \varphi_k \sin \varphi_t] \Delta \varphi \\ &= \frac{d_e f_0}{\Delta f_k} \cos \theta_t \sin(\varphi_k - \varphi_t) \Delta \varphi = \frac{d_e f_0}{c_k \Delta f} \cos \theta_t \sin(\varphi_k - \varphi_t) = \gamma_k \Delta \varphi \end{aligned} \quad (23)$$

که γ_k ضریب تزویج بین فاصله (R) و زاویه سمت (φ) برای فرستنده k -ام

باشد. در این شرایط هر خط تزویج در دوره i به همان خط تزویج در دوره $(i+1)$ متعامد گردیده، مزایای دوره قبلی (i) نیز وجود داشته و حداقل همپوشانی بین تابع ابهام دوره‌های متوالی به وجود آمده شکل گلبرگ اصلی بهبود می‌یابد؛ بنابراین پس از جمع نتایج DBF مطابق رابطه ۲۹، تزویج و تعداد قله‌های کاذب بیش از روش‌های قبلی مانند RC، SC و PNSC کاهش می‌یابد. در روش پیشنهادی جدید، از مزایای دو روش قبلی یعنی RC و PNSC به‌طور هم‌زمان استفاده می‌شود. برای روش پیشنهادی معادلات ۲۷ نیز معتبر هستند. شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی از نظر کاهش تزویج، کاهش تعداد قله‌های کاذب و به حداقل رساندن SLL از روش‌های موجود بهتر عمل می‌کند. در روش پیشنهادی، سیگنال‌های دو دوره متوالی باهم جمع می‌شوند و به دنبال آن عملگر قدر مطلق اعمال می‌شود. با اعمال عملگر قدر مطلق پس از جمع، برخلاف رابطه ۲۸، گلبرگ‌های فرعی (قله‌های کاذب) به‌طور مؤثر کاهش می‌یابد. حداکثر خروجی معادله ۲۹ موقعیت هدف را نشان می‌دهد.

$$(R_t, \theta_t, \phi_t) = \underset{R, \theta, \phi}{\operatorname{Argmax}} \{ |z(t_i, R, \theta, \phi)| + |z(t_{i+1}, R, \theta, \phi)| \} \quad (29)$$

از آنجاکه این روش سازگار با ساختار رادارهای SIAR یعنی تجمیع پالس‌ها هست؛ بنابراین محاسبات پیچیده و اضافه به سیستم تحمیل نمی‌کند و همچنین با تجمیع تعداد بیشتری پالس عملکرد این روش بهبود بیشتری خواهد داشت در حالیکه با توجه به توضیحات قبلی عملیات انتگرال‌گیری و تجمیع پالس‌ها تأثیری در بهبود عملکرد کدهای فرکانسی SC و PNSC نخواهد گذاشت. اگر تعداد کل پالس‌ها در انتگرال‌گیری زمان طولانی SIAR، برابر با $2i$ باشد آن را به i دوره دوتایی متوالی تقسیم می‌کنیم که در هر دوره دوتایی از روش فوق در تولید سیگنالینگ و کدینگ فرکانسی در ارسال و در گیرنده بهره می‌گیریم. توجه به این نکته مهم است که جایگزینی عملگر ضرب به جای جمع، همان‌طور که در بخش مقدمه توضیح داده شد توصیه نمی‌شود. این روش منجر به افزایش قابل توجهی در محاسبات پیچیده و الزامات سخت‌افزاری می‌شود.

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش شبیه‌سازی برای یک رادار SIAR سه‌بعدی با آرایش دایروی با مقادیر زیر ارائه و نتایج گزارش شده است:

$$N = 61, f_0 = 200 \text{ MHz}, d_e = 45\lambda, \Delta f = 50 \text{ KHz}, \theta_t = 45^\circ, \phi_t = 45^\circ, R_t = 2400 \text{ m}$$

در ابتدا، شبیه‌سازی‌ها برای کدهای فرکانسی مختلف از جمله SC، PNSC، RC و روش پیشنهادی (PNRC) اجرا و نتایج در شکل‌های (۴-۱۲) نشان داده شده است. پس از آن، عملکرد آن‌ها را از نظر تزویج بین برد و زاویه، همان‌طور که در جداول ۱ و ۲ نشان داده شده است، مقایسه کردیم. این شبیه‌سازی‌ها بر اساس مقادیر $|z(t_i, R, \theta)|$ ، $|z(t_{i+1}, R, \theta)|$ و مجموع آن‌ها انجام شد. برای کدهای فرکانسی PNSC، از کدهای زیر استفاده کردیم:

$$c_{ki} = \{-30, -29, \dots, 0, \dots, 29, 30\}$$

$$c_{ki+1} = \{30, 29, \dots, 0, \dots, -29, -30\}$$

در اینجا η_1 و η_2 به ترتیب به عنوان نسبت دامنه گلبرگ اصلی به بزرگ‌ترین دامنه گلبرگ فرعی و نسبت دامنه گلبرگ اصلی به دومین گلبرگ فرعی معرفی و به عنوان معیاری جهت مقایسه میزان تزویج بین شکل‌ها استفاده می‌شوند. تزویج بین R و θ برای کدهای فرکانسی SC، PNSC، RC و روش پیشنهادی تصادفی مثبت و منفی (PNRC) در شکل‌های (۴-۷) نمایش و نتایج مقایسه بر اساس η_1 و η_2 در جدول ۱ آمده است. همان‌گونه که در شکل ۶ مشاهده می‌شود در کد فرکانسی تصادفی تعداد زیادی گلبرگ‌های فرعی بزرگ در تمام محدوده برد و زوایا و اطراف هدف وجود دارد. با اعمال کد فرکانسی پیشنهادی η_1 و η_2 کاهش و به ترتیب به 0.79 و 0.38 کاهش می‌یابند این میزان

$$\begin{aligned} \cos \theta_t \cos(\phi_t - \phi_k) &= \cos \theta_t \cos(\phi_t - \phi_k) \\ -\cos \theta_t \sin(\phi_t - \phi_k) \Delta \phi - \sin \theta_t \cos(\phi_t - \phi_k) \Delta \theta \\ -\cos \theta_t \sin(\phi_t - \phi_k) \Delta \phi - \sin \theta_t \cos(\phi_t - \phi_k) \Delta \theta &= 0 \end{aligned}$$

لذا داریم:

$$\begin{aligned} \Delta \phi &\cong -\frac{\sin \theta_t \cos(\phi_t - \phi_k)}{\cos \theta_t \sin(\phi_t - \phi_k)} \Delta \theta \\ &= -\tan \theta_t \cot(\phi_t - \phi_k) \Delta \theta \\ &= \xi_k \Delta \theta \end{aligned} \quad (26)$$

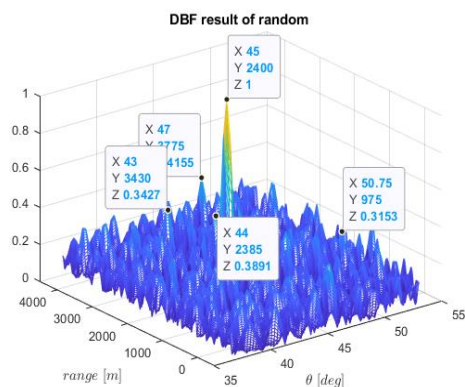
که ξ_k ضریب تزویج بین زوایای سمت (ϕ) و ارتفاع (θ) برای فرستنده k -ام می‌باشد. ملاحظه می‌شود در نزدیکی هدف رابطه بین ΔR و $\Delta \phi$ یک رابطه خطی است. به تعداد فرستنده‌ها معادله خطوط تزویج وجود دارد و موقعیت هدف محل تلاقی خطوط تزویج می‌باشد. در اینجا نیز با توجه به اینکه مقدار $\Delta \phi_k$ کوچک است مقدار $\xi_k = \xi_k - \xi_{k-1} = \frac{2\pi}{N}$ نیز کوچک می‌شود و اشکالات گفته شده قبلی برای کدهای فرکانس ترتیبی (SC) و ترتیبی مثبت و منفی (PNSC) در اینجا نیز وجود دارد. ملاحظه می‌شود برخلاف روابط قبلی تزویج بین زوایای سمت و ارتفاع مستقل از کدهای فرکانسی c_k می‌باشد. لذا انتظار می‌رود تغییر کدهای فرکانسی تأثیری بر میزان تزویج بین آن‌ها نداشته باشد. این موضوع در شبیه‌سازی نیز نشان داده شده است. روابط ۲۳ و ۲۴ بیانگر تزویج بین برد و زوایای سمت و ارتفاع می‌باشند. با توجه به تقارن استقرار فرستنده‌ها نسبت به مرکز آرایه (گیرنده) و در نتیجه چرخش خطوط تزویج حول این مرکز انتظار می‌رود تابع ابهام نهایی که نتیجه DBF و رابطه ۱۶ می‌باشد برای کدهای فرکانسی SC و PNSC به شکل دایره متحدالمرکز باشد که در راستای زوایای سمت و ارتفاع هدف دامنه بیشتری خواهند داشت. با توجه به اینکه $\Delta f_k = c_k \Delta f$ می‌باشد. اگر در دو دوره متوالی از سیگنالینگ با کدهای قرینه استفاده کنیم، آنگاه داریم:

$$\begin{aligned} c_{k,i} &= -c_{k,i+1} \\ \beta_{k,i} &= -\beta_{k,i+1} \\ \gamma_{k,i} &= -\gamma_{k,i+1} \\ \xi_{k,i} &= \xi_{k,i+1} \end{aligned} \quad (27)$$

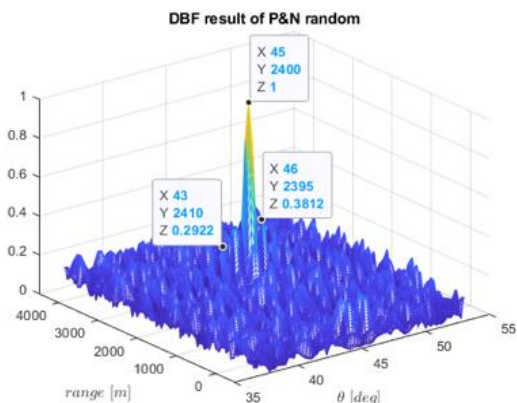
در PNSC جاییکه مجموع DBF حاصل از دو دوره متوالی i و $i+1$ به حداکثر می‌رسد نشان‌دهنده محل هدف است که از رابطه ۲۸ به دست می‌آید:

$$(R_t, \theta_t, \phi_t) = \underset{R, \theta, \phi}{\operatorname{argmax}} \{ |z(t_i, R, \theta, \phi)| + |z(t_{i+1}, R, \theta, \phi)| \} \quad (28)$$

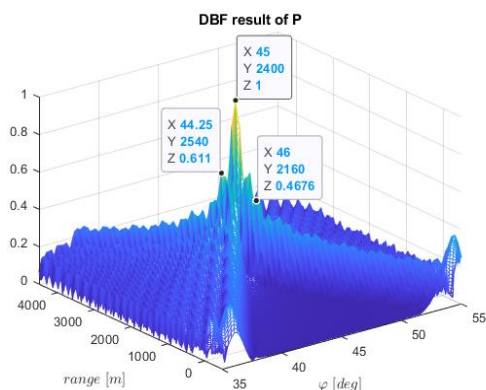
همان‌طور که قبلاً ذکر شد، PNSC برای یک آرایه دایره‌ای مناسب نیست. برای کاهش تعداد و تضعیف بیشتر قله‌های کاذب (کاهش بیشتر تزویج)، روش جدیدی به نام کد فرکانسی تصادفی مثبت و منفی (PNRC) پیشنهاد می‌کنیم. در این روش N کد تصادفی (RC) صحیح $c_{ki} \in [-\frac{N}{2}, \frac{N}{2}]$ و فرکانس تصادفی $f_{ki} \in [f_0 - \frac{B}{2}, f_0 + \frac{B}{2}]$ تولید و در دوره i ام ارسال می‌شود. در دوره $i+1$ ام کد فرکانسی $c_{ki+1} = -c_{ki}$ بین فرستنده‌ها توزیع و ارسال می‌شود. یکی از مزایای RC توانایی آن در به حداقل رساندن همپوشانی بین خطوط تزویج آنتن‌های فرستنده مجاور است که در نهایت موجب کاهش تزویج می‌گردد. با این حال، توجه به این نکته مهم است که این رویکرد منجر به ایجاد قله‌های جعلی متعددی می‌شود که در محدوده برد و زوایای مختلف و اطراف هدف پراکنده شده‌اند. جهت مقابله با این مشکل و افزایش نسبت دامنه گلبرگ اصلی به گلبرگ‌های فرعی (کاهش تزویج) باید در دوره بعدی $(i+1)$ از کدهای فرکانسی استفاده کرد که علاوه بر اینکه ویژگی مثبت کدهای فرکانسی دوره قبلی را در کمترین همپوشانی با گلبرگ‌های فرعی دوره قبلی را نیز داشته باشد یعنی مکان هندسی آن‌ها با گلبرگ‌های فرعی دوره قبلی متفاوت باشند و تنها در محل هدف مشترک باشند. یک رویکرد استفاده از قرینه کدهای دوره قبلی



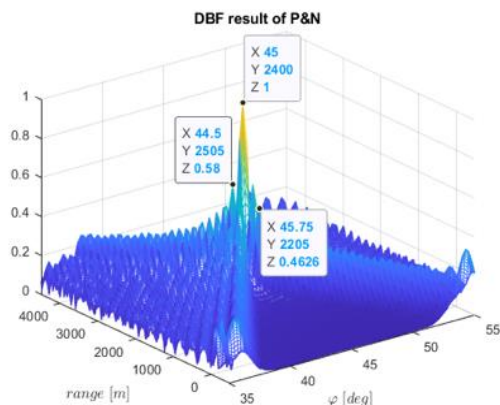
شکل ۶- تزویج بین (R, θ) در کد فرکانسی تصادفی



شکل ۷- تزویج بین (R, θ) در کد فرکانسی پیشنهادی



شکل ۸- تزویج بین (R, φ) در کد فرکانسی ترتیبی



شکل ۹- تزویج بین (R, φ) در کد فرکانسی ترتیبی مثبت و منفی

بهبود به همراه کاهش قابل توجه تعداد و دامنه گلبرگ‌های فرعی می‌باشد که در شکل ۷ و جدول ۱ مشهود است؛ بنابراین بهترین عملکرد مربوط به کد فرکانسی پیشنهادی (PNRC) می‌باشد. در شکل‌های (۸-۱۱) تزویج بین R و φ برای کدهای فرکانسی SC، PNSC، RC و روش پیشنهادی تصادفی مثبت و منفی (PNRC) نمایش داده شده است. نتایج مقایسه بر اساس η_1 و η_2 در جدول ۲ آمده است. مقایسه نتایج جدول و شکل‌ها نشان می‌دهد در اینجا نیز بهترین عملکرد مربوط به کد فرکانسی پیشنهادی (PNRC) هست.

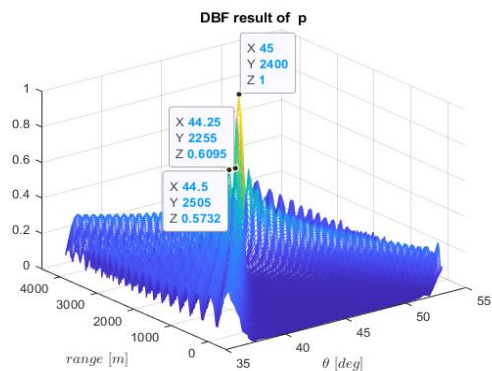
همان‌گونه پیش‌بینی می‌شد در کدهای فرکانسی SC و PNSC وضعیت تزویج مناسب نبوده مکان هندسی استقرار قله‌های کاذب به شکل دوائر متحدالمرکز می‌باشند که در راستای هدف دامنه‌های بزرگ‌تری دارند.

جدول ۱- تزویج بین (R, θ)

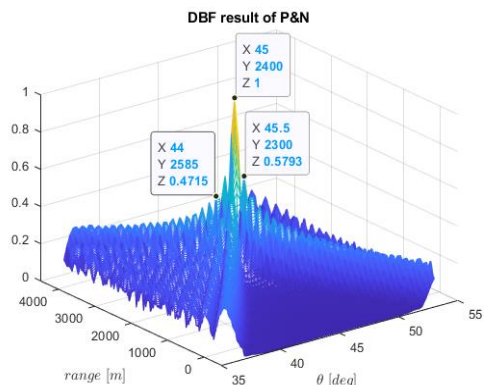
η_2	η_1	
۰.۵۷	۰.۶۰	کد فرکانسی ترتیبی
۰.۴۷	۰.۵۸	کد فرکانسی ترتیبی مثبت و منفی
۰.۳۹	۰.۴۱	کد فرکانسی تصادفی
۰.۲۹	۰.۳۸	کد فرکانسی پیشنهادی

جدول ۲- تزویج بین (R, φ)

η_2	η_1	
۰.۴۶	۰.۶۱	کد فرکانسی ترتیبی
۰.۴۶	۰.۵۸	کد فرکانسی ترتیبی مثبت و منفی
۰.۳۷	۰.۳۷	کد فرکانسی تصادفی
۰.۲۹	۰.۳۷	کد فرکانسی پیشنهادی



شکل ۴- تزویج بین (R, θ) در کد فرکانسی ترتیبی



شکل ۵- تزویج بین (R, θ) در کد فرکانسی ترتیبی مثبت و منفی

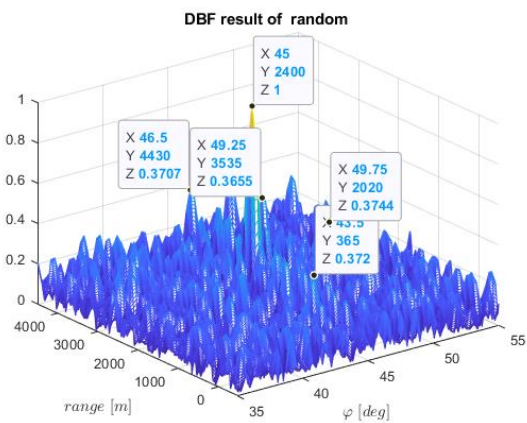
فرکانسی بین فرستنده‌ها در یک دوره توزیع این کدها یک دوره در میان نیز تصادفی تغییر می‌کنند. لذا از مزایای چابکی فرکانس نیز بهره می‌بریم.

۵- نتیجه‌گیری

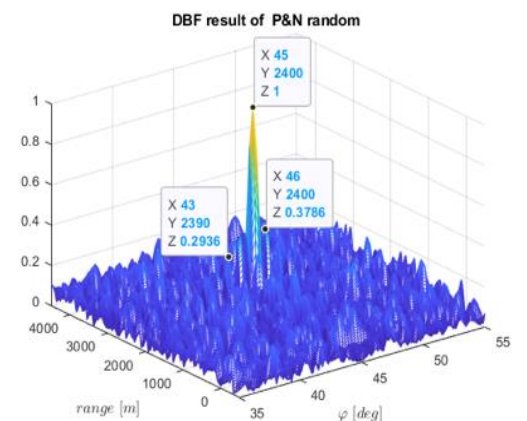
در این مقاله ابتدا سیگنالینگ و روابط ریاضی اثبات تزویج در رادار SIAR سه‌بعدی با آرایش دایروی ارائه گردید. همچنین جهت کاهش تزویج بین برد و زوایای یک روش جدید تحت عنوان کدهای فرکانسی تصادفی مثبت و منفی پیشنهاد گردید. علاوه بر تحلیل با شبیه‌سازی نزنشان دادیم که بهره‌گیری از کدینگ فرکانسی پیشنهادی در مقایسه با سایر کدینگ‌های فرکانسی از نتایج بهتری برخوردار می‌باشد و تزویج نسبت به روش‌های مانند کدهای فرکانسی ترتیبی، کدینگ فرکانسی ترتیبی مثبت و منفی حدود ۴۰ درصد کاهش یافته است. همچنین در مقایسه با روش کد فرکانسی تصادفی نیز علاوه بر کاهش تزویج از تعداد گلبرگ‌های فرعی بزرگ اطراف هدف به شکل قابل توجهی کاسته شده است. در این شبیه‌سازی مشاهده می‌شود به کارگیری این کدینگ فرکانسی جدید موجب می‌شود به‌طور هم‌زمان از مزایای کدینگ تصادفی و کدینگ ترتیبی مثبت و منفی در کاهش تزویج و کاهش تعداد گلبرگ‌های فرعی بهره برد. این مزایا بدون تحمیل محاسبات پیچیده و جدید بوده و روش پیشنهادی منطبق بر ساختار رادارهای SIAR می‌باشد. از جمله نکات جالب دیگر که در روابط ریاضی اثبات و در شبیه‌سازی نشان داده شد مستقل بودن تزویج بین زوایای θ, φ از نوع کدینگ فرکانسی و یکسان بودن آن برای تمام کدهای فرکانسی می‌باشد.

مراجع

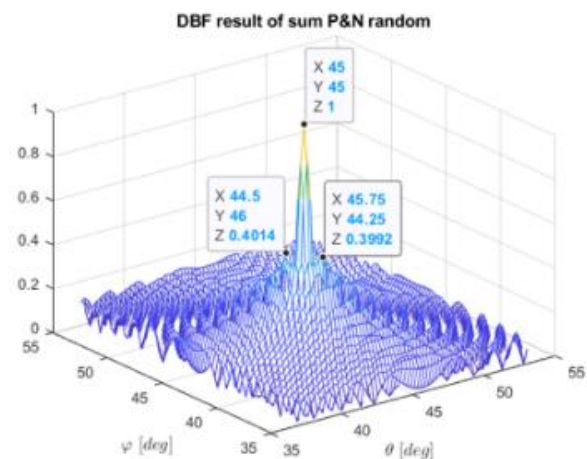
- [1] Duofang, Chen, Ch. Baixiao, and Zh. Shouhong. "Multiple-input multiple-output radar and sparse array synthetic impulse and aperture radar." 2006 CIE international اجلاس on radar. IEEE, 2006.
- [2] Chen, Baixiao, and J. Wu. "Synthetic impulse and aperture radar (SIAR): a novel multi-frequency MIMO radar." John Wiley & Sons, 2014.
- [3] DOREY, Jacques, Y. BLANCHARD, and F. CHRISTOPHE. "Le projet RIAS, une approche nouvelle du radar de surveillance aérienne." Onde électrique 64.4 (1984): 15-20.
- [4] Jianqi, Wu, et al. "Researches of a new kind of advanced meter wave radar." 2001 CIE International Conference on Radar Proceedings (Cat No. 01TH8559). IEEE, 2001.
- [5] Chen, Baixiao, and Sh. Zhang. "Performance analysis of pulse compression using phase-coded signals for sparse-array synthetic impulse and aperture radar." Journal of Electronics (China) 15 (1998): 332-338.
- [6] Zhang, Q. W., Z. Bao, and Y. H. Zhang. "A novel method to from transmitting beam based on receiving array." Mod. Rad. 14.3 (1992): 41-51.
- [7] Luce, A-S., et al. "Experimental results on RIAS digital beamforming radar." 92 International Conference on Radar. IET, 1992.
- [8] Baixiao, Chen, L. Hongliang, and Zh. Shouhong. "Long-time coherent integration based on sparse-array synthetic impulse and aperture radar." 2001 CIE International Conference on Radar Proceedings (Cat No. 01TH8559). IEEE, 2001.
- [9] Chen, Baixiao. "Researches on 4-Dimensional Tracking and Long-time Coherent Integration for Synthetic Impulse and Aperture Radar." Doctoral Dissertation (in Chinese) (1997).
- [10] Chen, B., and S. Zhang. "4-Dimensional ambiguity function and resolution of sparse-array synthetic impulse and aperture radar." Signal Processing 44 (1998): 33-37.
- [11] Zhao, GuangHui, GuangMing Shi, and JiaShe Zhou. "Angel estimation via frequency diversity of the SIAR radar based on Bayesian theory." Science China Technological Sciences 53 (2010): 2581-2588.
- [12] Baixiao, Chen, et al. "Experimental system and experimental results for coast-ship Bi/multistatic ground-wave over-the-horizon radar." 2006 CIE International Conference on Radar. IEEE, 2006.



شکل ۱۰- تزویج بین (R, φ) در کد فرکانسی تصادفی



شکل ۱۱- تزویج بین (R, φ) در کد فرکانسی پیشنهادی



شکل ۱۲- تزویج بین (θ, φ) برای تمام کدهای فرکانسی

در شکل ۱۲ تزویج بین θ و φ برای انواع کدهای نمایش داده شده است. همان‌گونه که در رابطه ۲۶ نشان دادیم انتظار می‌رود تزویج بین θ و φ مستقل از نوع کد فرکانسی باشد. نتایج نشان می‌دهد مقادیر η و η_2 برای تمام کدهای فرکانس برابر و به ترتیب ۰/۴ و ۰/۳۹ می‌باشد. همان‌گونه که مشاهده می‌شود عملکرد کد فرکانسی پیشنهادی در کاهش تعداد و دامنه گلبرگ‌های فرعی عملکرد بهتری نسبت به سایر روش‌های پیشنهادی قبلی دارا می‌باشد و تزویج حدود ۴۰ درصد نسبت به کدهای SC و PNSC کاهش یافته است. در روش پیشنهادی علاوه بر توزیع تصادفی کدهای

- [17] Chen, Baixiao, and Sh. Zhang. "Study of frequency coding of transmitting signals for sparse-array synthetic impulse and aperture radar." *ACTA Electronica Sinica* 25 (1997): 64-68.
- [18] Zhao, Yongbo, M. Liu, and Sh. Zhang. "The grating lobe induced by the coupling of range and direction in siar and its elimination." *电子与信息学报* 23.4 (2001): 360-364.
- [19] Zhang, Xue, et al. "A SIAR transmitting waveform design approach based on positive and negative sequential carrier frequency coding." *IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2018.
- [20] P. Yaghoubi, and H. Soleimani. "A New Method for SIAR Transmitting Waveforms to Reduce the Range-Angle Coupling." *IEEE Sensors Letters* 5.11 (2021): 1-4.
- [13] Baixiao, Chen, et al. "Analysis and experimental results on sparse-array synthetic impulse and aperture radar." 2001 CIE International Conference on Radar Proceedings (Cat No. 01TH8559). IEEE, 2001.
- [14] Wu, Jian-qi, and Jin Xu. "Some issues in the development of metric surveillance radar." 2013 International Conference on Radar. IEEE, 2013.
- [15] Chen, Baixiao, et al. "The applications and future of synthetic impulse and aperture radar." 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR). IEEE, 2016.
- [16] Zhengjian, Dai, Xu Jianping, and Zh. Weiping. "The main practical performance of sparse-array synthetic impulse and aperture radar." 2009 IET International Radar Conference. IET, 2009.