

استفاده از آرایه آنتنی برای افزودن پرتودیسی به جهت یاب تداخل سنج فازی

قاسم سبحانی^۱، فریدون بهنیا^{۲*}، صابر کاویانی^۳

۱- دانشجوی دکتری، ۲- دانشیار، ۳- کارشناسی ارشد، دانشکده برق دانشگاه صنعتی شریف

(دریافت: ۱۴۰۰/۰۴/۱۲، پذیرش: ۱۴۰۰/۰۹/۲۲)

چکیده

در جهت یابی تداخل سنج فازی از آنتن های پهن بیم استفاده می شود تا محدوده زاویه ای مناسبی را تحت پوشش قرار دهد. این مسئله باعث کاهش بهره آنتن ها شده و بُرد پوشش دهی جهت یاب را کاهش می دهد. در این مقاله سعی می شود تا با اضافه کردن آنتن های بیشتر به مجموعه آنتن ها، پرتودیسی را به جهت یاب اضافه کرد. با این کار، مهم ترین مزیتی که به دست می آید افزایش بهره و افزایش بُرد جهت یاب است، همچنین مزیت دیگر آن، امکان کاهش تعداد گیرنده های جهت یاب است که برای رفع ابهام اضافه شده بودند. برای اضافه کردن پرتودیسی به جهت یاب، چیدمان آنتن ها بررسی می شود و دو نوع چیدمان جفت آنتن های هم مرکز و چیدمان تکرار الگوی پایه معرفی می شوند. همچنین با چند شبیه سازی، میزان کارایی جهت یاب پیشنهادی و دقت لازم برای چیدمان درست، بررسی می شوند.

کلید واژه ها: جهت یابی تداخل سنج فازی، پرتودیسی، چیدمان آنتن ها، آنتن های پهن بیم.

۱- مقدمه

به چندتا زیرآرایه تقسیم می شود و سیگنال هر زیر آرایه به گیرنده جداگانه ای می رود. در [۳] دو نوع چیدمان interleaved (که آنتن زیر آرایه ها در بین همدیگر قرار گرفته اند) و side by side یا localized (که زیرآرایه ها کاملاً جدا هستند) ارائه می شود. در چیدمان interleaved برای جهت یابی از اختلاف فاز دو زیرآرایه استفاده می شود. در چیدمان side by side به دلیل بروز ابهام، حالت های مختلف پرتودیسی در یک فرآیند زمانبر تست شده و حالتی که بیشترین توان را دارد، به عنوان زاویه ورود انتخاب می شود. مرجع [۴] نیز از همان نویسندگان و با همان چیدمان هاست که این بار در حوزه فرکانس و برای سیگنال های پهن باند ارائه شده است و در هنگام رفع ابهام از پهن باند بودن سیگنال نیز برای جهت یابی استفاده کرده است. در مرجع [۵] هم که از همان نویسندگان منتشر شده است، جمع بندی دو مرجع قبلی بعلاوه تست عملی آورده شده است. در مرجع [۶] همان چیدمان ها و الگوریتم ها برای رادار MIMO^۴ بررسی و شبیه سازی شده است. مرجع [۷] شبیه همان چیدمان ها را با الگوریتم های جهت یابی زیرفضا بررسی می کند. مراجع [۸]، [۹]، [۱۰] و [۱۱] تمرکز بیشتری روی چیدمان localized دارند و جهت یابی و پرتودیسی در این نوع چیدمان را در مصارف مخابرات

در جهت یابی تداخل سنج فازی از آنتن های پهن بیم^۱ استفاده می شود تا محدوده زاویه ای مناسبی را تحت پوشش قرار دهد [۱] این مسئله باعث کاهش بهره آنتن ها شده و بُرد پوشش دهی جهت یاب را کاهش می دهد [۱]. سامانه های مورد بررسی در این مقاله جهت یابی بازه ای حدود ۱۲۰ درجه را (از ۶۰- تا ۶۰+ درجه) پوشش می دهند، بنابراین لازم است که از آنتن های پهن بیم مانند آنتن های اسپیرال یا هورن^۳ استفاده شود، مشکل انتخاب آنتن های پهن بیم نیز در کم بودن بهره آنها است. بنابراین یک مسئله اصلی مقاله حاضر این است که در چه شرایطی می توان پرتودیسی و تداخل سنجی فازی را باهم ترکیب نمود، به طوری که جهت یابی دچار مشکل نشود ولی بتوان بهره مجموعه را افزایش داد.

در مراجع [۳] تا [۱۵] برای کاربرد مخابرات بی سیم نقطه به نقطه از ترکیب جهت یابی و پرتودیسی به روش آرایه آنتنی هیبریدی استفاده شده است. به این معنی که آرایه بزرگ آنتن ها

* رایانامه نویسنده مسئول: behnia@sharif.edu

¹ Wide Beam² Antenna Gain³ Spiral and Horn Antennas⁴ Multiple Input, Multiple Output

$$x(t) = s(t) * e^{2\pi f t} + n(t) \quad (۱)$$

که در آن، f فرکانس حامل سیگنال و $s(t)$ باند پایه سیگنال ورودی است که پهنای باند B دارد و $n(t)$ نیز نشانگر نویز است که در ادامه از ذکر آن صرف نظر خواهیم کرد. اگر سیگنال ورودی با تأخیر دریافت شود، خواهیم داشت:

$$x(t - \tau) = s(t - \tau) * e^{2\pi f(t - \tau)} \quad (۲)$$

که در آن، تأخیر τ ناشی از دو عامل پرتودیسی و تأخیر دریافت آنتن‌ها خواهد بود. اگر چیدمان آنتن‌ها خطی فرض شود، تأخیر هر آنتن عبارت خواهد بود با:

$$\tau_i = \psi_i + \frac{d_i}{c} \sin(\theta) \quad (۳)$$

که در آن ψ_i تأخیر دلخواه ایجاد شده در مسیر آنتن نام برای پرتودیسی است. همچنین d_i فاصله آنتن نام از نقطه مرجع، c سرعت نور و θ زاویه ورود سیگنال است. مقدار تأخیر τ می‌تواند خیلی کوچک فرض شود و با عکس پهنای باند سیگنال ($\frac{1}{B}$) مقایسه شود. اگر $\frac{1}{B} \ll \tau$ باشد، آنگاه تغییرات سیگنال در باند پایه، ناچیز بوده و رابطه (۲) به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$x(t - \tau) = s(t) * e^{2\pi f(t - \tau)} \quad (۴)$$

با توجه به این رابطه، تأخیر زمانی به شیفیت فازی ترجمه می‌شود، در این مقاله، تأخیر زمانی معادل شیفیت فازی فرض می‌شود به غیر از بخش چهارم که هر دو مورد تأخیر زمانی و شیفیت فازی به صورت جداگانه بررسی می‌شود. بنابراین کلیت این مقاله برای سیگنال‌های باند باریک که در شرط $\frac{1}{B} \ll \tau$ صادق است ارائه می‌شود، به غیر از بخش چهارم که چیدمان تکرار الگوی پایه برای سیگنال پهن‌بند نیز بوده و شرط مذکور را نمی‌خواهد.

برای پرتودیسی نیز از مدل تأخیر و جمع^۱ استفاده می‌شود که رابطه‌هایی شبیه جهت‌یابی دارد، با این تفاوت که زاویه‌ای که قصد پرتودیسی در آن زاویه را داریم، معلوم فرض می‌شود و مقادیر تأخیر هر آنتن، با توجه به فاصله‌ای که از مرکز دارد تعیین می‌شود:

$$\psi_i = \frac{d_i}{c} \sin(\theta_B) \quad (۵)$$

که در آن، θ_B زاویه ثابت و معلومی است که پرتودیسی در این زاویه تنظیم می‌شود و بهره مجموع سیگنال‌های ورودی از آن زاویه، بیشینه می‌شود. بنابراین با توجه به رابطه (۳) تأخیر

ارتباطی بیشتر دنبال کرده‌اند. در مرجع [۱۲] نیز بیشتر جهت‌یابی بر مبنای توان سیگنال در حالت‌های مختلف پرتودیسی بررسی شده‌است. مراجع [۱۳] و [۱۴] طرح‌های قبلی را برای مخابرات چندکاربره، جهت‌یابی کاربران، تنظیم محتوای سیگنال برای جهت‌یابی بهتر و تأثیر پلازیاسیون در این طرح‌ها را بررسی کرده‌است. مرجع [۱۵] نیز پرتودیسی را در دو مرحله آنالوگ و دیجیتال دنبال کرده‌است تا فرآیند جستجو در الگوریتم جهت‌یابی را بهبود ببخشد.

تفاوت این مراجع با مقاله حاضر، این است که اولاً این چیدمان‌ها، حالت خاصی از چیدمان‌هایی است که در این مقاله ارائه می‌شود، ثانیاً فاصله آنتن‌ها در این مراجع، کمتر از نصف طول موج است که در هدف‌گذاری مقاله حاضر، اینگونه نیست و ثالثاً استفاده از توان سیگنال برای جهت‌یابی سیگنال‌های مورد هدف این مقاله، دشوار است چراکه سامانه را از ویژگی جهت‌یابی مونوپالس خارج می‌کند که برای جهت‌یابی سیگنال‌های راداری اصلاً مناسب نیست.

نوآوری مقاله حاضر نسبت به سایر مراجع، ترکیب پرتودیسی و جهت‌یابی فازی برای کاربردهای فراتر از سیگنال‌های مخابراتی است که در آن، فواصل آنتن‌ها بیشتر از نصف طول موج بوده و رفع ابهام به کمک آنتن‌های دیگر است (نه مقایسه توان سیگنال در زوایای مختلف پرتودیسی). این کار برای جهت‌یابی مونوپالس (که جهت ورود هر پالس بلادرنگ و مستقل از بقیه پالس‌ها باید استخراج شود) ضروری است. همچنین نوآوری دیگر مقاله، ارائه دو نوع چیدمان است که قابلیت ترکیب پرتودیسی و جهت‌یابی فازی را فراهم می‌کنند و چیدمان‌های interleaved و localized حالت خاصی از چیدمان‌های معرفی شده در این مقاله است.

در بخش بعدی مدل‌سازی سیگنال و روابط مربوط به تأخیر آنها بیان می‌شود که سیگنال‌های باند باریک مورد توجه است. در بخش سوم ساختاری با دو گیرنده برای جهت‌یابی ارائه می‌شود که تعداد آنتن‌های مختلفی به هر گیرنده متصل است و در واقع ارائه چیدمان جفت آنتن‌های هم‌مرکز است. در بخش چهارم این نوع چیدمان برای تعداد گیرنده‌های بیشتر و همچنین چیدمان تکرار الگوی پایه ارائه می‌شود که این نوع چیدمان برای سیگنال‌های پهن‌بند نیز جوابگو است. در بخش آخر نیز شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری را خواهیم داشت.

۲- مدل‌سازی سیگنال

سیگنال ورودی را می‌توان به صورت زیر در نظر گرفت.

^۱ Delay and Sum Beamforming

که در آن، علامت پریم نشانگر عملیات Hermitian است. با توجه به مشترک بودن عبارت $e^{j2\pi ft}$ در همه المان‌ها، خواهیم داشت:

$$\begin{cases} B_1(\theta) = \sum_{i \in A^{(1)}} e^{-j2\pi f t_i^{(1)}} \\ B_2(\theta) = \sum_{i \in A^{(2)}} e^{j2\pi f t_i^{(2)}} \end{cases} \quad (9)$$

$$\varphi(\theta) = \text{angle} \left(e^{j2\pi f t} (B_1(\theta)) * e^{-j2\pi f t} (B_2(\theta)) \right)$$

$$\varphi(\theta) = \text{angle} \left((B_1(\theta)) * (B_2(\theta)) \right)$$

این معادله اختلاف فازی است که پیش‌بینی می‌شود، اما اختلاف فازی که اندازه‌گیری می‌شود، باقیمانده این مقدار است بر 2π :

$$\bar{\varphi}(\theta) = \text{mod}(\varphi(\theta), 2\pi) \quad (10)$$

برای اینکه بتوان با دو گیرنده، جهت‌یابی بدون ابهام انجام داد، باید از یک‌به‌یک بودن رابطه بالا در بازه مورد نظر (مثلاً $\theta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$) مطمئن بود. اگر تابع $\varphi(\theta)$ ، پیوسته باشد، برای یک‌به‌یک بودن تابع و جهت‌یابی بدون ابهام باید دو شرط زیر برقرار باشد:

$$\frac{d\varphi(\theta)}{d\theta} \neq 0 \text{ i.e. } -\frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

$$|\varphi(\theta_{\max}) - \varphi(\theta_{\min})| < 2\pi \quad (12)$$

$$\Rightarrow \left| \varphi\left(\frac{\pi}{2}\right) - \varphi\left(-\frac{\pi}{2}\right) \right| < 2\pi$$

که علت آن نیز اینست که اختلاف فاز $\varphi(\theta)$ تابعی از زاویه ورود θ است و زمانی می‌توان عکس این تابع را به کار برد که تابع یک‌به‌یک باشد و نشانه یک‌به‌یک بودن تابع پیوسته نیز آن است که اولاً در بازه مورد نظر، دارای مشتق صفر نباشد (شرط (۱۱)) و ثانیاً اختلاف ابتدا و انتهای تابع $\varphi(\theta)$ بیشتر از 2π نشود (شرط (۱۲)) چرا که آنچه اندازه‌گیری می‌شود طبق رابطه (۱۰) باقیمانده اختلاف فاز بر 2π است.

۳-۲- جهت‌یابی با دو گیرنده و چهار آنتن

رابطه (۹) را در صورتی که هر کدام از مجموعه‌های $A^{(1)}$ و $A^{(2)}$ فقط دو عضو داشته باشند، می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد: (برای خلاصه نویسی از تساوی $\omega = 2\pi f$ استفاده شده است)

سیگنال‌های ورودی آنتن‌ها به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\tau_i = \frac{d_i}{c} \sin(\theta_B) + \frac{d_i}{c} \sin(\theta) \quad (6)$$

در رابطه اخیر، تنها متغیر نامعلوم θ است که در ادامه با الگوریتم‌های جهت‌یابی این متغیر تخمین زده می‌شود.

۳- جهت‌یابی تداخل سنجی فازی

میزان تأخیری که ناشی از اختلاف فاصله طی شده توسط موج است، تعبیر به اختلاف فاز شده و اندازه‌گیری آن، ما را به زاویه ورود سیگنال می‌رساند به شرطی که فاصله آنتن‌ها کمتر از نصف طول موج سیگنال باشد. در غیر این صورت اختلاف فاز اندازه‌گیری شده بیشتر از 2π شده و ابهامی به وجود می‌آید که معمولاً با اضافه کردن آنتن‌های بیشتر رفع ابهام صورت می‌گیرد، هر چند راه‌های دیگری نیز وجود دارد. برای هر کدام از آنتن‌ها نیز گیرنده جداگانه‌ای استفاده می‌شود و تعداد گیرنده‌ها را به حداقل سه عدد برای جهت‌یابی یک بعدی و پنج عدد برای جهت‌یابی دوبعدی افزایش می‌دهد.

۳-۱- جهت‌یابی با دو گیرنده

در این بخش سعی می‌کنیم تا با استفاده از آرایه آنتن‌ها ولی با دو گیرنده، جهت‌یابی بدون ابهام داشته باشیم. برای این کار فرض کنید آرایه آنتن‌ها به دو بخش $A^{(1)}$ و $A^{(2)}$ تقسیم شود که سیگنال آنتن‌های هر زیربخش با همدیگر جمع شده و به ترتیب وارد گیرنده اول و دوم شود. در این صورت اختلاف فاز سیگنال‌های دریافت شده در هر گیرنده توسط رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{cases} A_1(\theta) = \sum_{i \in A^{(1)}} e^{j2\pi f(t - \tau_i^{(1)})} \\ A_2(\theta) = \sum_{i \in A^{(2)}} e^{j2\pi f(t - \tau_i^{(2)})} \end{cases} \quad (7)$$

$$\varphi(\theta) = \text{angle}(A_1(\theta)) - \text{angle}(A_2(\theta))$$

در رابطه بالا $\tau_i^{(1)}$ و $\tau_i^{(2)}$ تأخیرهای هر کدام از آنتن‌ها هستند که به ترتیب به گیرنده اول و دوم وصل شده‌اند. همچنین این تأخیرها طبق رابطه (۳) تابعی از θ هستند که برای خلاصه‌نویسی این موضوع رعایت نشده است. در این رابطه $\varphi(\theta)$ را می‌توان به صورت زیر نیز محاسبه کرد:

$$\varphi(\theta) = \text{angle}(A_1(\theta) \times A_2(\theta)') \quad (8)$$

$$\Rightarrow \left| \frac{f}{c} * 2(d_1^{(2)} + d_2^{(2)} - d_1^{(1)} - d_2^{(1)}) \right| < 1$$

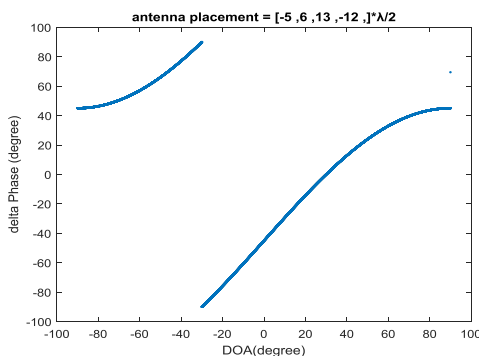
$$\Rightarrow \left| \frac{d_1^{(2)} + d_2^{(2)}}{2} - \frac{d_1^{(1)} + d_2^{(1)}}{2} \right| < \frac{\lambda}{4}$$

که در این رابطه، $\lambda = \frac{c}{f}$ طول موج سیگنال دریافتی است. از رابطه نهایی مشخص می‌شود که ترکیب دو آنتن در جهت‌یابی، مانند قرار دادن آنتنی مجازی، در وسط آن دو آنتن است. و شرط لازم و کافی برای جهت‌یابی بدون ابهام در ترکیب دوتایی آنتن‌ها، اینست که مرکز آنتن‌های مجازی روی هم قرار نگیرد (شرط (۱۴)) و فاصله آنها کمتر از یک‌چهارم طول موج سیگنال باشد (شرط (۱۵)) با اعمال تغییر در جهت حذف علامت \pm فاز.

در توضیح روابط بالا باید گفت که از رابطه اول تا رابطه (۱۳)، فاز اندازه‌گیری شده باقیمانده فاز اصلی بر ۳۶۰ درجه است. ولی در رابطه (۱۳) علامت مثبت منفی به‌وجود آمده است که باعث ناپیسوتگی تابع شده‌است و باعث پرش‌های ۱۸۰ درجه‌ای در نمودار فاز برحسب زاویه ورود می‌شود. برای حل این ناپیسوتگی یا باید قدرمطلق فاز محاسبه شود و یا باید باقیمانده فاز بر ۱۸۰ درجه حساب شود که هر دو کار، بازه تغییر فاز را از $[-\pi, \pi]$ به $[0, \pi]$ (یا $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$) می‌کاهد. این اتفاق تأثیری در رابطه (۱۴) ندارد ولی در رابطه (۱۵)، بازه تغییر فاز را از 2π به π کاهش می‌دهند و همین نکته باعث می‌شود که محدودیت $\frac{\lambda}{2}$ در قرارگیری آنتن‌ها به $\frac{\lambda}{4}$ کاهش یابد.

۳-۳- جهت‌یابی با دو گیرنده و آرایه آنتن‌ها

برای اضافه کردن آنتن‌های بیشتر به هر کدام از گیرنده‌های اول و دوم، باید دنبال چیدمانی باشیم که همچنان تابع $\varphi(\theta)$ یک‌به‌یک باشد تا جهت‌یابی به مشکل نخورد. در شکل (۱) و (۲)، اثر چیدمان اشتباه و درست نشان داده شده‌است:



شکل (۱): تأثیر چیدمان در تابع $\varphi(\theta)$ برای چیدمان درست

$$\begin{cases} C_1^i(\theta) = \frac{\tau_1^{(i)} + \tau_2^{(i)}}{2} \\ C_2^i(\theta) = \frac{\tau_1^{(i)} - \tau_2^{(i)}}{2} \end{cases}$$

$$\varphi(\theta) = \pm \left(\left(e^{-j\omega\tau_1^{(1)}} + e^{-j\omega\tau_2^{(1)}} \right) * \left(e^{j\omega\tau_1^{(2)}} + e^{j\omega\tau_2^{(2)}} \right) \right)$$

$$\varphi(\theta) = \pm \left(e^{-j\omega C_1^1(\theta)} (e^{-j\omega C_2^1(\theta)} + e^{j\omega C_2^1(\theta)}) * e^{j\omega C_1^2(\theta)} (e^{j\omega C_2^2(\theta)} + e^{-j\omega C_2^2(\theta)}) \right) \quad (13)$$

$$\varphi(\theta) = \pm \left(e^{-j\omega C_1^1(\theta)} \left(2 \cos(\omega C_2^1(\theta)) \right) * e^{j\omega C_1^2(\theta)} \left(2 \cos(\omega C_2^2(\theta)) \right) \right)$$

$$\Rightarrow \varphi(\theta) = \pm \left(4 * \cos(\omega C_2^1(\theta)) * \cos(\omega C_2^2(\theta)) * e^{j\omega(C_1^2(\theta) - C_1^1(\theta))} \right)$$

$$\Rightarrow \varphi(\theta) = \pm \omega \left(\frac{\tau_1^{(2)} + \tau_2^{(2)}}{2} - \frac{\tau_1^{(1)} + \tau_2^{(1)}}{2} \right)$$

در این رابطه، بخش اصلی فاز مربوط به فاز تابع نمای است و قسمت‌های کسینوسی رابطه، تنها علامت مثبت منفی \pm را اضافه کرده‌اند. برای نادیده گرفتن آن، یا باید از تابع قدرمطلق استفاده شود و یا باقیمانده آن بر ۱۸۰ درجه حساب شود. با هر یک از این کارها محدوده تغییر فاز از ۳۶۰ درجه به ۱۸۰ درجه کاهش می‌یابد. حال از آنجایی که با این کار، $\varphi(\theta)$ یک تابع پیوسته می‌شود، می‌توان آن را در شروط (۱۱) و (۱۲) قرار داده و شرایط قرارگیری آنتن‌ها را معلوم کرد. همچنین از رابطه (۳) برای توابع تأخیر استفاده می‌شود.

$$\frac{d\varphi(\theta)}{d\theta} \neq 0 \text{ i.e. } -\frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{\pi}{2}$$

$$\Rightarrow \frac{d\varphi(\theta)}{d\theta} = \frac{\omega}{2} \left(\frac{dC_1^2(\theta)}{d\theta} - \frac{dC_1^1(\theta)}{d\theta} \right) \quad (14)$$

$$= \frac{\omega}{2c} \cos(\theta) \left(d_1^{(2)} + d_2^{(2)} - d_1^{(1)} - d_2^{(1)} \right) \neq 0$$

$$\Rightarrow d_1^{(2)} + d_2^{(2)} \neq d_1^{(1)} + d_2^{(1)}$$

$$\left| \varphi\left(\frac{\pi}{2}\right) - \varphi\left(-\frac{\pi}{2}\right) \right| < \pi \Rightarrow \quad (15)$$

در این حالت برای انتخاب محل آنتن‌ها به جای آزادی عمل $2N$ انتخاب، $N + 1$ آزادی عمل وجود دارد که N برای نصف آنتن‌ها و ۱ برای مرکز مجازی آنتن‌هاست. بنابراین خواهیم داشت:

$$\sum_{i \in A^{(1)}} d_i = \sum_{i=1}^{2N} d_i = \sum_{i=1}^N d_{2i-1} + d_{2i} = \sum_{i=1}^N 2D^{(1)} \quad (17)$$

$$= 2ND^{(1)}$$

در این رابطه $D^{(1)}$ مرکز مجازی آنتن‌های مجموعه $A^{(1)}$ است. در این صورت جمع سیگنال‌ها برابر خواهد بود با:

$$\sum_{i \in A^{(1)}} e^{j2\pi f(t - \tau_i^{(1)})} = e^{j\omega t} \sum_{i \in A^{(1)}} e^{-j\omega \tau_i^{(1)}}$$

$$= e^{j\omega t} \sum_{i \in A^{(1)}} e^{-j\omega \left(\frac{d_i}{c} \sin(\theta_B) + \frac{d_i}{c} \sin(\theta) \right)} \quad (18)$$

$$= e^{j\omega t} \sum_{i \in A^{(1)}} e^{-j\omega d_i}$$

$$= e^{j\omega t} \sum_{i=1}^N (e^{-j\omega d_{2i-1}} + e^{-j\omega d_{2i}})$$

$$= e^{j\omega t} \sum_{i=1}^N e^{-j\omega D^{(1)}} \left(e^{-j\omega \frac{(d_{2i-1} - d_{2i})}{2}} + e^{j\omega \frac{(d_{2i-1} - d_{2i})}{2}} \right)$$

$$= 2e^{j\omega t} * e^{-j\omega D^{(1)}} \sum_{i=1}^N \cos \left(\omega \frac{(d_{2i-1} - d_{2i})}{2} \right)$$

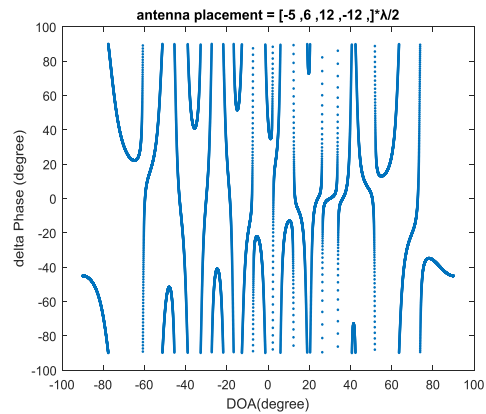
که در آن $\omega \theta = \frac{\omega}{c} (\sin(\theta_B) + \sin(\theta))$ برای خلاصه‌نویسی استفاده شده‌است. رابطه آخر نشان می‌دهد فاز مجموع سیگنال‌ها برابر $(\omega t - \omega D^{(1)})$ خواهد بود (و بقیه عبارت، تنها دامنه را تغییر می‌دهد). این رابطه از فاز نشان می‌دهد اگر آنتن‌های متصل به گیرنده دوم نیز دوبه‌دو هم‌مرکز باشند، سیگنال مجموع آنتن‌ها در گیرنده دوم دارای فاز $(\omega t - \omega D^{(2)})$ خواهد بود و اختلاف فاز دو گیرنده از رابطه (۸) به دست می‌آید:

$$\varphi(\theta) = (\omega t - \omega D^{(1)}) - (\omega t - \omega D^{(2)}) \quad (19)$$

$$= \omega_\theta (D^{(2)} - D^{(1)})$$

$$\Rightarrow \varphi(\theta) = \frac{\omega}{c} (\sin(\theta_B) + \sin(\theta)) (D^{(2)} - D^{(1)})$$

این رابطه برای اختلاف فاز نیز تابعی یک‌به‌یک از زاویه ورود سیگنال است و به همین دلیل چیدمانی درست به حساب می‌آید. برای اینکه چیدمان آنتن‌ها در شروط (۱۱) و (۱۲) نیز صدق کند باید مرکز مجازی دو گروه از آنتن‌ها روی هم نیافتند ($D^{(2)} \neq D^{(1)}$) و فاصله آنها کمتر از یک‌چهارم طول موج سیگنال ورودی باشد ($D^{(2)} - D^{(1)} < \frac{\lambda}{4}$).



شکل (۲): تأثیر چیدمان در تابع $\varphi(\theta)$ برای چیدمان اشتباه

در شکل‌های (۱) و (۲)، اختلاف فاز دو گیرنده نسبت به زاویه ورود سیگنال رسم شده‌است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در چیدمان درست، تابع یک‌به‌یک است و با داشتن اختلاف فاز، می‌توان زاویه ورود سیگنال را به دست آورد. اما در چیدمان اشتباه، اینگونه نیست. بنابراین چیدمانی درست خوانده می‌شود که تابع اختلاف فاز آن برحسب زاویه ورود، یک‌به‌یک باشد. همچنین باید اشاره شود در شبیه‌سازی‌های این بخش، مکان قرارگیری آنتن‌های مرتبط با گیرنده‌ی اول، در عناوین شکل‌ها آمده است و گیرنده دوم فقط به یک آنتن متصل است که در مبدأ مختصات قرار دارد. همچنین عملیات پرتودیسی بر روی زاویه ۳۰ درجه تنظیم شده‌است.

اینکه همه چیدمان‌های درست شناسایی و کلاسه‌بندی شوند، کاری است که باید در آینده انجام گیرد. اما در این بخش یک کلاسه از چیدمان‌های درست معرفی می‌شود. در این کلاسه از چیدمان‌های درست، آنتن‌ها ترکیبی از زوج آنتن‌ها هستند که مرکز مجازی آنها دقیقاً روی هم‌دیگر قرار می‌گیرد. بدین صورت که باید تعداد آنتن‌ها زوج باشد و اگر تعداد N آنتن در سمت راست مرکز مجازی مورد نظر قرار داشته باشد، دقیقاً تعداد N آنتن و با همان فواصل در سمت چپ مرکز مجازی قرار گیرد. به عبارت دیگر:

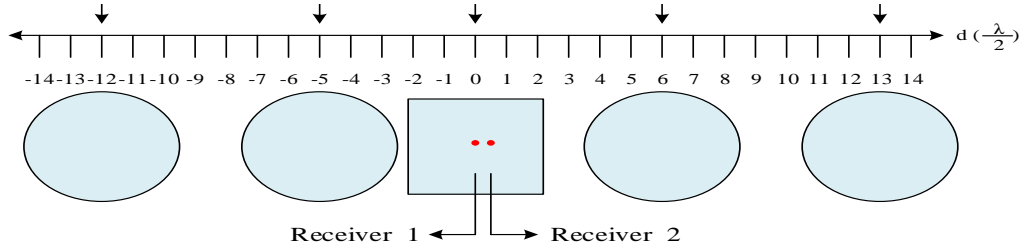
$$\forall i \in [1, N] : \frac{d_{2i-1} + d_{2i}}{2} = D \quad (16)$$

که در این رابطه، D مرکز مجازی آنتن‌هاست و نشان می‌دهد مرکز مجازی جفت‌جفت آنتن‌ها باید روی هم قرار بگیرد. شکل (۳) نمونه‌ای از این نوع چیدمان را نشان می‌دهد.

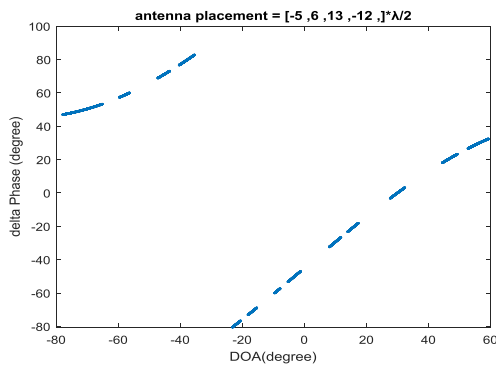
در شکل (۳)، آنتن مربعی شکل به گیرنده اول وصل می‌شود که در مبدأ قرار دارد و جمع چهار آنتن دایره‌ای شکل به گیرنده دوم وصل می‌شود که مرکز مجازی آنها، در شکل دیده می‌شود.

نقطه دقیقا روی هم قرار بگیرند و لذا مهم می‌شود که در چیدمان مطرح شده، تابع اختلاف فاز چقدر در مقابل خطای چیدمان (محل قرارگیری آنتن‌ها) مقاوم است.

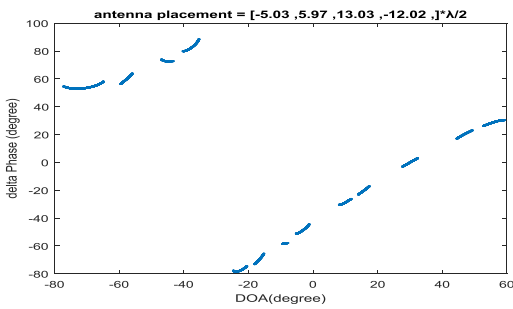
یک نکته مهم در این نوع از چیدمان‌ها بحث خطاست، چرا که معیار این کلاسه از چیدمان‌ها، روی هم قرار گرفتن مرکز مجازی جفت آنتن‌هاست، و در عمل چنین چیزی امکان ندارد که دو



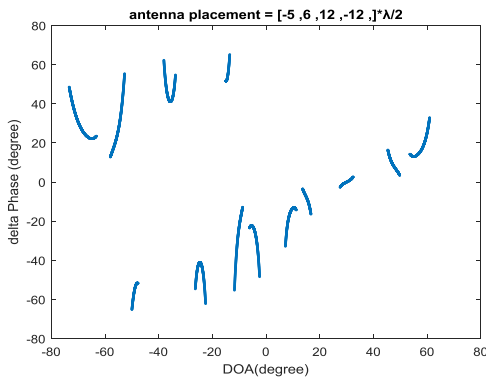
شکل (۳): نمونه‌ای از چیدمان جفت آنتن‌های هم مرکز



شکل (۵): تأثیر خطای چیدمان برای چیدمان درست بدون خطا



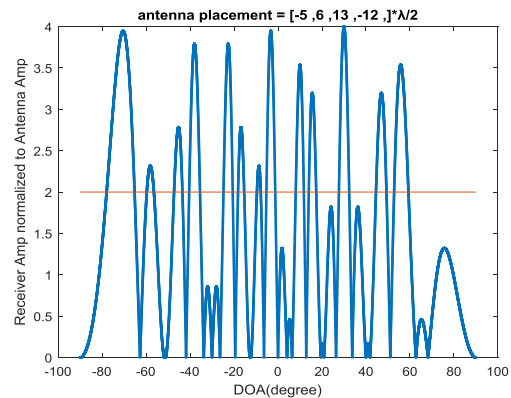
شکل (۶): تأثیر خطای چیدمان برای چیدمان درست با خطا



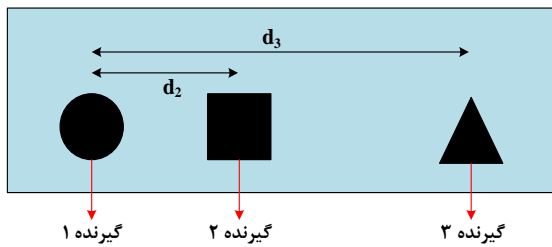
شکل (۷): تأثیر خطای چیدمان برای چیدمان اشتباه

برای کاهش اثر خطا از یک ویژگی آن استفاده شده‌است و آن ویژگی نیز دامنه سیگنال دریافتی است. مشاهده می‌شود که در زوایایی که به خاطر پرتودیسی، دامنه سیگنال کاهش می‌یابد، اختلاف فاز نیز تغییر ناگهانی بیشتری دارد و تابع را از یک‌به‌یک بودن خارج می‌کند. برای حل این مسئله، تنها در زوایایی که دامنه سیگنال بیشتر از نصف حالت بیشینه است، اختلاف فاز بر حسب زاویه ورود در نظر گرفته می‌شود.

برای نشان دادن اثر خطا، تصاویر شکل (۴) تا (۷) آورده شده‌است تا نشان داده شود، اندکی خطا در یک‌به‌یک بودن تابع اختلاف فاز اثر زیادی ندارد و قابل اغماض است. همان‌طور که در شکل (۴) دیده می‌شود، زوایایی که دامنه سیگنال گیرنده بیشتر از دو برابر دامنه سیگنال آنتن باشد، انتخاب می‌شود. برای پیاده‌سازی عملی نیز، چون زاویه ورود سیگنال معلوم نیست، در واقع دامنه سیگنال در دو گیرنده مقایسه می‌شود و در صورتی که دامنه نزدیک به هم داشته باشند، فرایند زاویه‌سنجی انجام می‌شود. در این شبیه‌سازی‌ها نیز که گیرنده دوم فقط به یک آنتن وصل بوده و در مبدأ مختصات قرار دارد، دامنه سیگنال در دسترس است.



شکل (۴): پترن دامنه سیگنال بعد از پرتودیسی



شکل (۹): ساختار قرارگیری آنتن‌ها در تداخل سنجی با سه آنتن و سه گیرنده

تفاوت مهمی که در این نوع چیدمان نسبت به چیدمان جفت آنتن‌های هم‌مرکز وجود دارد این است که لازم نیست شرط $\tau \ll \frac{1}{B}$ برقرار باشد تا بخواهیم رابطه (۲) را ساده کنیم (هرچند در چیدمان قبلی هم با کانالیزاسیون این مشکل قابل حل است). همانطور که در شکل (۹) مشاهده می‌شود، در این سامانه هر آنتن به یک گیرنده کامل متصل است. بنابراین روابط ریاضی مدل سیگنال‌های دریافتی به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} x_1^{(1)}(t) = s(t) \\ x_1^{(2)}(t) = s(t - d_2 \sin \theta / c) \\ x_1^{(3)}(t) = s(t - d_3 \sin \theta / c) \end{cases} \quad (20)$$

که در این رابطه، $x_i^{(j)}$ مربوط به سیگنال آنتن i ام متصل به گیرنده j ام است، بنابراین $x_1^{(1)}$ تا $x_1^{(3)}$ سیگنال‌های دریافتی سه گیرنده هستند که هر کدام فقط به یک آنتن وصل هستند، $s(t)$ سیگنال ورودی است که فرکانس حامل سیگنال را نیز در دل خود دارد. از زاویه θ در حال تشعشع است و فرض شده است که فقط یک سیگنال وجود دارد. d_2 فاصله آنتن دوم از آنتن اول و d_3 فاصله آنتن سوم از آنتن اول است که $d_3 > d_2$. همچنین c ثابت سرعت نور است.

برای اضافه کردن بهره گیرنده به روش پرتودیسی ابتدا سه آنتن دیگر به آنتن‌های قبلی اضافه می‌شود. سیگنال‌های دریافتی در سه آنتن دوم نیز دقیقاً مشابه سه آنتن قبلی خواهد بود که به اندازه $D \sin \theta / c$ تأخیر یافته‌اند. برای داشتن پرتودیسی به روش ایجاد تأخیر زمانی و جمع کردن، باید آنتن‌های مشابه را در هر گروه، با همدیگر جمع کرد.

همان‌طور که در شکل (۱۰) دیده می‌شود، تعداد گیرنده‌ها ثابت باقی مانده است و عملیات پرتودیسی در فرکانس رادیویی انجام می‌گیرد.

$$\begin{cases} y^{(1)}(t) = x_1^{(1)}(t - \tau_1) + x_2^{(1)}(t - \tau_2) \\ y^{(2)}(t) = x_1^{(2)}(t - \tau_1) + x_2^{(2)}(t - \tau_2) \\ y^{(3)}(t) = x_1^{(3)}(t - \tau_1) + x_2^{(3)}(t - \tau_2) \end{cases} \quad (21)$$

یک نکته مهم این است که تأخیر اعمالی آنتن‌ها برای پرتودیسی برخلاف بخش قبلی، نمی‌تواند هر مقدار دلخواهی باشد و باید میانگین تأخیر جفت آنتن‌های هم‌مرکز، برابر باشد تا بتوان در محاسبه فاز مجموع سیگنال‌ها، از مقدار مشترک همه آنها فاکتور گرفت. یک حالت خاص برای این کار آن است که تأخیرهای اعمالی متناسب با فاصله آنتن‌ها باشد، مانند آنچه در رابطه (۵) بیان شد که همین‌طور هم است، چرا که اگر متناسب با فاصله آنتن‌ها نباشد، پرتودیسی به درستی انجام نمی‌شود. لذا در رابطه (۱۸) تأخیرهای اعمالی برای پرتودیسی از رابطه (۶) پیروی می‌کنند.

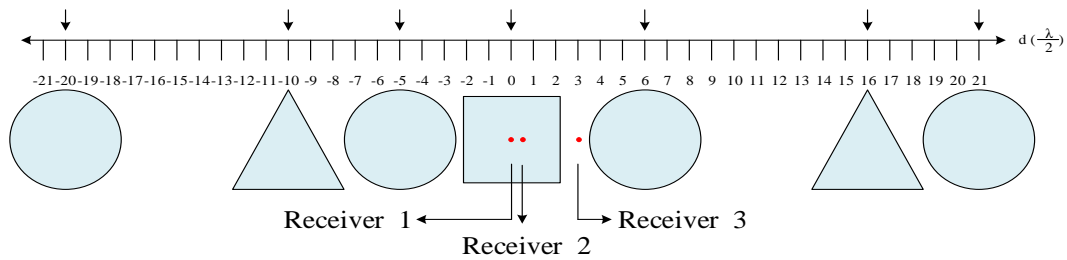
۴- جهت یابی با چند گیرنده

اگر محدودیت تعداد گیرنده وجود نداشته باشد، می‌توان انواع بیشتری از چیدمان‌ها را استفاده کرد. یک نوع از چیدمان‌ها همانند بخش قبل است، چیدمان جفت آنتن‌های هم‌مرکز در این بخش نیز قابل استفاده است و فقط تعداد گیرنده‌ها افزایش پیدا می‌کند. بدین صورت که هر گیرنده به یک دسته از آنتن‌ها متصل است و همچنین تعداد و چیدمان آنتن‌های هر گیرنده مستقل از بقیه گیرنده‌ها است. هر گیرنده نیز ورودی خود را آنتنی مجازی می‌بیند که در مرکز آنتن‌هایش قرار گرفته است. شکل (۸) نمونه‌ای از این نوع چیدمان‌ها را نشان می‌دهد.

در شکل (۸) تفاوتی در نوع آنتن‌ها وجود ندارد و استفاده از شکل‌های دایره‌ای، مربعی و مثلثی، برای گویاتر کردن الگوریتم است. هر سه نوع آنتن دارای ویژگی‌های یکسانی بوده و مثلاً هر سه نوع، آنتن اسپیرال (دقیقاً مشابه همدیگر) هستند.

۴-۱- چیدمان تکرار الگوی پایه

نوع دیگری از چیدمان‌ها در این بخش معرفی می‌شود که مشخصه اصلی آن، تکرار چیدمان پایه است، بدین صورت که اگر مثلاً چیدمانی از سه آنتن وجود دارد که مستقیماً به سه گیرنده متصل هستند و بدون ابهام جهت ورود سیگنال را مشخص می‌کنند آنرا چیدمان پایه می‌نامیم و برای پرتودیسی آن مجموعه سه آنتنه (الگوی پایه) را دقیقاً مثل هم تکرار کرده و سیگنال‌شان را باهمدیگر جمع می‌کنیم. در ادامه این بخش از همین مثال سه آنتنه استفاده می‌شود ولی به راحتی قابل گسترش به چند آنتن نیز است. در یک الگوی پایه که از سه آنتن برای تداخل سنجی و رفع ابهام استفاده می‌شود، آرایه‌ای آنتنی شبیه به شکل (۹) به کار می‌رود که به صورت غیریکنواخت و در یک خط پخش شده‌اند و مکان آنتن اول در مبدأ مختصات فرض شده‌است.



شکل (۸): نمونه‌ای از چیدمان جفت آنتن‌های هم مرکز در حالت سه گیرنده

چیده شده‌اند (می‌توان آنها را به صورت آرایه دایوری یکنواخت چید [۱۶])، روابط مانند قبل است و تنها رابطه (۳) به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$\tau_i = \psi_i + \frac{dx_i}{c} \sin(\theta_{Az}) \cos(\theta_{EI}) + \frac{dy_i}{c} \sin(\theta_{EI}) \quad (26)$$

که در این رابطه، θ_{Az} زاویه ورودی سیگنال در راستای افق و θ_{EI} زاویه ورود سیگنال در راستای عمودی است. همچنین dx_i فاصله آنتن نام در محور x از مرکز یا همان فاصله طولی و dy_i فاصله آنتن نام در محور y از مرکز یا همان فاصله ارتفاعی آنتن‌ها می‌باشد. بنابراین با توجه به رابطه (۱۳) می‌توان نوشت:

$$\varphi(\theta) = \pm \omega \left(\frac{\tau_1^{(2)} + \tau_2^{(2)}}{2} - \frac{\tau_1^{(1)} + \tau_2^{(1)}}{2} \right) \quad (27)$$

$$\begin{cases} \psi^i(\theta) = \frac{\psi_1^{(i)} + \psi_2^{(i)}}{2} \\ dX^i(\theta) = \frac{dx_1^{(i)} + dx_2^{(i)}}{2} \\ dY^i(\theta) = \frac{dy_1^{(i)} + dy_2^{(i)}}{2} \end{cases}$$

$$= \pm \frac{2\pi}{\lambda} (c * (\Psi^2(\theta) - \Psi^1(\theta)) + (dX^2(\theta) - dX^1(\theta)) \times \sin(\theta_{Az}) \cos(\theta_{EI}) + (dY^2(\theta) - dY^1(\theta)) * \sin(\theta_{EI}))$$

لذا با توجه در این رابطه درمی‌یابیم که در حالت دو بعدی نیز، می‌توان به جای دو آنتن، یک آنتن مجازی دقیقاً در وسط آنها فرض کرده و عملیات جهت‌یابی را با آنتن فرضی ادامه داد.

روابط بالا برای چیدمان جفت آنتن‌های هم مرکز در حالت دو بعدی بود، در چیدمان تکرار الگوی پایه نیز برای دو بعدی کردن هیچ مشکلی وجود ندارد. هم می‌توان الگوی پایه را دوبعدی چید و هم می‌توان به صورت دوبعدی آنها را تکرار کرد. به دلیل سادگی از تکرار روابط این نوع چیدمان در حالت دوبعدی صرف نظر می‌کنیم.

که در این رابطه اندیس ۲ معرف مجموعه دوم آنتن هاست که تأخیر مشترک و ثابتی دارند. در این بخش برخلاف بخش‌های قبلی، تأخیرها اندیس‌های متفاوتی گرفته‌اند چرا که فواصل آنتن‌های متصل به گیرنده‌ها مشابه هم بوده و تأخیرها نیز دقیقاً برابر هم انتخاب می‌شوند. در واقع تأخیرها و فاصله‌ی دو گروه آنتن به صورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$\begin{cases} \tau_1 = \tau_1^{(1)} = \tau_1^{(2)} = \tau_1^{(3)} \\ \tau_2 = \tau_2^{(1)} = \tau_2^{(2)} = \tau_2^{(3)} \\ D = D_1^{(1)} = D_1^{(2)} = D_1^{(3)} \end{cases} \quad (22)$$

با جایگذاری رابطه (۲۰) در رابطه (۲۱) خواهیم داشت:

$$\begin{cases} y^{(1)}(t) = s(t - \tau_1) + s(t - D \sin \theta / c - \tau_2) \\ y^{(2)}(t) = s(t - d_2 \sin \theta / c - \tau_1) + s(t - (D + d_2) \sin \theta / c - \tau_2) \\ y^{(3)}(t) = s(t - d_3 \sin \theta / c - \tau_1) + s(t - (D + d_3) \sin \theta / c - \tau_2) \end{cases} \quad (23)$$

می‌توان سیگنال جدید $s'(t)$ را به صورت زیر تعریف کرد:

$$s'(t) = s(t - \tau_1) + s(t - D \sin \theta / c - \tau_2) \quad (24)$$

بنابراین رابطه (۲۳) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

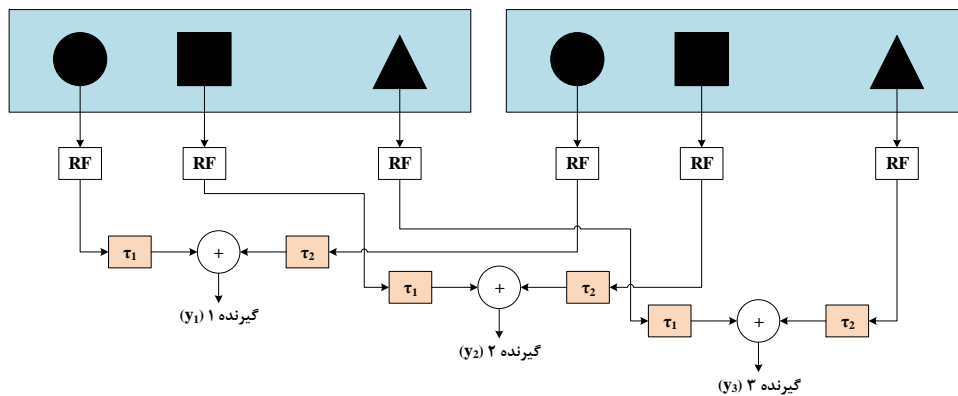
$$\begin{cases} y^{(1)}(t) = s'(t) \\ y^{(2)}(t) = s'(t - d_2 \sin \theta / c) \\ y^{(3)}(t) = s'(t - d_3 \sin \theta / c) \end{cases} \quad (25)$$

با مقایسه روابط Error! Reference source not found. (۲۵) و (۲۰) نتیجه گرفته می‌شود که می‌توان بدون تغییر

در ساختار الگوریتم جهت‌یابی، به جای استفاده از مجموعه‌ی $\{x_1^{(1)}, x_1^{(2)}, x_1^{(3)}\}$ ، از مجموعه‌ی $\{y^{(1)}, y^{(2)}, y^{(3)}\}$ بهره جست و به همان نتیجه رسید، چرا که میزان تأخیر سیگنال‌ها در هر دو مجموعه، یکسان بوده و فقط سیگنال ورودی تغییر یافته است که تأخیری در الگوریتم جهت‌یابی ندارد.

۲-۴- جهت‌یابی دوبعدی

در جهت‌یابی دوبعدی نیز که آنتن‌ها در دو بعد و در یک صفحه



شکل (۱۰): تجمیع سیگنال آنتن‌های مشابه، برای پرتودیسی

به نویز دو برابر می‌شود (۳ دسی‌بل افزایش پیدا می‌کند). بنابراین رابطه کلی به صورت زیر خواهد بود:

$$SNR_{array} = SNR_{sensor} + \log_2(M) * 3dB$$

$$\Rightarrow \left(\frac{S}{N}\right)_{array} = \left(\frac{S}{N}\right)_{sensor} * M \quad (28)$$

در این رابطه، M تعداد آنتن‌های متصل به یک گیرنده را نشان می‌دهد، SNR با واحد dB بیان شده و $\left(\frac{S}{N}\right)$ بدون واحد است. برای تقویت بیشتر مقدار سیگنال به نویز (SNR) لازم است از آنتن‌های بیشتری استفاده شود. بنابراین با تجمیع سیگنال آنتن‌ها، بهره سامانه افزایش پیدا می‌کند و به تبع آن برد سامانه نیز اضافه می‌شود. با M برابر کردن آنتن‌ها، بهره سامانه M برابر شده و برد پوشش‌دهی سامانه، \sqrt{M} برابر می‌شود.

در ادامه این بخش، امکان پیاده‌سازی عملی طرح پیشنهادی بررسی می‌شود. ابتدا با یک شبیه‌سازی تلاش می‌شود تا کارایی سامانه پیشنهاد شده با معیار میزان مقاومت چیدمان در برابر خطای قرارگیری آنتن‌ها سنجیده شود. سپس المان‌های موجود برای ایجاد تأخیر زمانی در مسیر سیگنال و نیازمندی‌های طرح بررسی می‌شود.

۵-۱- میزان دقت در جانمایی آنتن‌ها

برای سنجش خطای قرارگیری آنتن‌ها، ابتدا محل مناسب آنتن‌ها مشخص می‌شود و سپس نویزی با واریانس مشخص به فاصله آنتن‌ها اضافه می‌شود، در ادامه با فرض معلوم بودن فواصل آنتن‌ها (به همراه نویز)، خطای جهت‌یابی اندازه‌گیری می‌شود. شکل (۱۱) نمونه‌ای از این شبیه‌سازی را نشان می‌دهد که در آن، از چیدمان جفت آنتن‌های هم مرکز استفاده شده است. همچنین گیرنده اول تنها به یک آنتن که در مرکز محور قرار دارد متصل بوده و گیرنده دوم به مجموعه‌ای از آنتن‌ها که در فواصل مختلف روی محور قرار دارند، وصل است.

در انتهای این بخش و در مقایسه بین دو چیدمان باید گفت که چیدمان‌های خاصی می‌توانند جزء هر دو نوع چیدمان ارائه شده قرار بگیرند. به عنوان مثال، چیدمان‌های interleaved و localized (۳ تا [۱۴]) حالت خاصی از هر دو نوع چیدمان حساب می‌شوند. یا به عنوان مثال دیگر، در چیدمان «تکرار الگوی پایه» اگر الگوی پایه فقط دو بار تکرار شود، مجموعه حاصل، سه جفت آنتن هم مرکز خواهد بود. ولی اگر الگوی پایه، بیش از دو بار تکرار شود، چیدمانی کاملاً متفاوت را ارائه می‌دهند.

علاوه بر تفاوتی که در تعریف دو نوع چیدمان وجود دارد، تفاوت‌هایی در آثار این دو نیز وجود دارد. یک تفاوت دو نوع چیدمان مذکور، این است که در چیدمان «جفت آنتن‌های هم مرکز» تعداد آنتن‌های متصل به هر گیرنده و چیدمان آنها می‌تواند متفاوت باشد ولی در چیدمان «تکرار الگوی پایه» باید تعداد آنتن‌های متصل به گیرنده‌ها، یکسان باشند. تفاوت دیگر این است که در چیدمان «تکرار الگوی پایه» می‌توان مجموعه الگوی پایه را با هر چیدمان و تعداد دلخواهی تکرار کرده و تعداد آنتن‌ها را افزایش داد ولی در چیدمان «جفت آنتن‌های هم مرکز» حتماً باید دقت شود مرکز آنتن‌های اضافه شده دقیقاً روی نقطه مورد نظر قرار بگیرد. تفاوت دیگر آن است که در چیدمان «تکرار الگوی پایه» سیگنال ورودی می‌تواند پهن‌بند باشد ولی در چیدمان «جفت آنتن‌های هم مرکز» یا باید سیگنال ورودی باند باریک باشد و یا اینکه با کانالیزاسیون، سیگنال پهن‌بند را به صورت چندین سیگنال باند باریک درآورد.

۵- شبیه‌سازی

در این مقاله، سامانه برای دریافت سیگنال‌های ناشناس ارائه شد که ویژگی اصلی آن، استفاده از چندین آنتن برای افزایش بهره و نسبت سیگنال به نویز است. با توجه به خاصیت پرتودیسی، نسبت سیگنال به نویز با توان‌های دوی تعداد آنتن‌ها، در ارتباط است [۱۷]. یعنی با هر بار دو برابر کردن آنتن‌ها، مقدار سیگنال

پوشش‌دهی موردنظر بین ۶۰- تا ۶۰+ درجه باشد)، دقت حدود ۲ پیکو ثانیه لازم است و اگر فاصله آنتن‌ها، ۳۲/۵ سانتی‌متر باشد، دقت حدود ۹ پیکو ثانیه برای شیفت زمانی نیاز است. هر دو عدد، با دقت ۰/۵ پیکو ثانیه که خط تأخیر زمانی ارائه‌شده در مرجع [۱۸] و [۱۹] دارد، قابل مقایسه بوده و امکان پیاده‌سازی را (از لحاظ دقت زمانی لازم)، فراهم می‌کند.

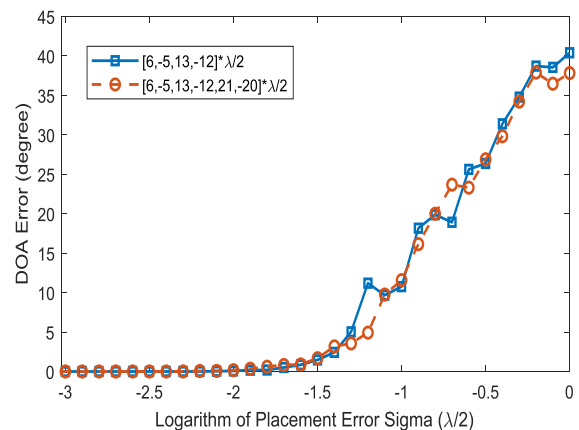
۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله ساختار سامانه‌ی جهت‌یاب ارائه شد که پرتودیسی و تداخل‌سنجی فاز را باهم دیگر ترکیب می‌کند تا هم برد سامانه افزایش پیدا کند، هم دقت جهت‌یابی خوب بماند و هم احتمال دریافت سیگنال (POI)^۱ خیلی کاهش پیدا نکند.

در مقایسه بین جهت‌یاب‌های مختلف می‌توان به چند دسته اشاره کرد. نوع اول دارای آنتن‌های پهن‌بیم است که با تعداد محدودی آنتن کل فضا را پوشش می‌دهد ولی بهره کمتری دارد [۲]. نوع دوم دارای آنتنی با بیم باریک است که به‌صورت مکانیکی گردانده می‌شود، بهره زیادی دارد ولی احتمال دریافت کمی دارد. نوع سوم، آرایه‌ای از آنتن‌ها مانند رادار آرایه فازی است که بیم باریک الکترونیکی تولید می‌کند، الگوریتم جهت‌یابی در این نوع چرخاندن بیم به‌صورت الکترونیکی و پیدا کردن زاویه بیشترین توان ورودی است. نوع چهارم، جهت‌یاب پیشنهادی مقاله حاضر است که دارای تعداد زیادی آنتن پهن‌بیم (احتمال دریافت زیاد) و تعداد محدودی گیرنده است که با پرتودیسی بهره بالایی دارد. جدول (۱) مقایسه‌ای مثالی از آن‌ها را نشان می‌دهد.

جدول (۱): مقایسه بین گیرنده‌های جهت‌یاب

| نوع | نوع آنتن | تعداد آنتن | تعداد گیرنده | بهره | دقت جهت‌یابی | POI |
|-----|-----------|------------|--------------|------|--------------|------|
| ۱ | پهن‌بیم | ۹ | ۹ | ۰ | ۰/۱درجه | ٪۱۰۰ |
| ۲ | بیم باریک | آنتن چرخان | ۱ | ۱۲ | ۱۰درجه | کم |
| ۳ | پهن‌بیم | ۱۰۰ | ۱ | ۱۲ | ۱۰درجه | کم |
| ۴ | پهن‌بیم | ۴۸ | ۶ | ۹ | ۱درجه | زیاد |



شکل (۱۱): اثر خطای قرارگیری آنتن‌ها

در شکل (۱۱) محور افقی خطای قرارگیری آرایه آنتن‌ها، برحسب نسبت لگاریتم خطا به نصف طول موج سیگنال ورودی، می‌باشد (عدد ۱- در این محور به معنای این است که خطای ایجاد شده در قرارگیری آنتن‌ها دارای توزیع گوسی با سیگمای $0.1 * \frac{\lambda}{2}$ است) و محور عمودی مقدار موثر خطای زاویه‌ای برحسب درجه است.

این شبیه‌سازی برای دو حالت انجام شده است. در یک حالت ۴ آنتن به گیرنده دوم متصل هستند که در فواصل $[-12 * \frac{\lambda}{2}, -5, 13, 6]$ قرار دارند و در حالت دوم ۶ آنتن به گیرنده دوم متصل هستند که محل قرارگیری آنها عبارت است از $[-20 * \frac{\lambda}{2}, -12, 21, -5, 13, 6]$. مشاهده می‌شود که تفاوت معناداری بین این دو حالت وجود ندارد. همچنین در این شکل مشاهده می‌شود زمانی که خطای قرارگیری آنتن‌ها بیشتر از یک درصد طول موج سیگنال می‌شود، خطای زاویه‌سنجی زیاد شده و توان جهت‌یابی دقیق خود را از دست می‌دهد. به عنوان مثال، اگر محدوده فرکانسی مورد نظر، حول ۱۰ گیگاهرتز باشد، فاصله آنتن‌ها فقط ۰.۳ میلی‌متر می‌تواند خطا داشته باشند.

۵-۲- دقت مورد نیاز برای ایجاد تأخیر زمانی

در پیاده‌سازی عملی، برای محاسبه دقت لازم در شیفت زمانی، می‌توان از رابطه (۶) استفاده کرد. به‌عنوان مثال برای پرتودیسی با دقت یک درجه، داریم:

$$\Delta\tau(\Delta\theta_B) = D [\sin(\theta_B + \Delta\theta_B) - \sin \theta_B] / c \quad (29)$$

$$= \begin{cases} D * 58ps & \theta_B = 0 \\ D * 29ps & \theta_B = 60 \end{cases}$$

به‌عنوان مثال، اگر فاصله آنتن‌ها ۷ سانتی‌متر باشد (و محدوده

^۱ Probability of Intercept

- [4] H. Xiaojing and Y. Jay Guo, "Frequency-Domain AOA Estimation and Beamforming with Wideband Hybrid Arrays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 8, pp. 2043-2053, 2011.
- [5] Y. Jay, H. Xiaojing, and V. Dyadyuk, "A Hybrid Adaptive Antenna Array for Long-Range mm-wave Communications [Antenna Applications Corner]," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, no. 2, pp. 271-282, 2012.
- [6] A. Zhang Jian, "Massive Hybrid Antenna Array for Millimeter-Wave Cellular Communications," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 22, no. 1, pp. 79-87, 2015.
- [7] C. Sheng-Fu, W. R. Wu, and Y. T. Liu, "High-Resolution AoA Estimation for Hybrid Antenna Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 7, pp. 2955-2968, 2015.
- [8] K. Wu, et al, "Robust Unambiguous Estimation of Angle-of-Arrival in Hybrid Array with Localized Analog Subarrays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no 5, pp. 2987-3002, 2018.
- [9] K. Wu, et al, "Fast and Accurate Estimation of Angle-of-Arrival for Satellite-Borne Wideband Communication System," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 36, no. 2, pp. 314-326, 2018.
- [10] K. Wu, et al, "Expeditious Estimation of Angle-of-Arrival for Hybrid Butler Matrix Arrays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 4, pp. 2170-2185, 2019.
- [11] N. Zhitong, et al, "Estimation of Multiple Angle-of-Arrivals with Localized Hybrid Subarrays for Millimeter Wave Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 68, no. 3, pp. 1897-1910, 2019.
- [12] S. Jaspreet and S. Ramakrishna, "On the Feasibility of Codebook-Based Beamforming in Millimeter Wave Systems with Multiple Antenna Arrays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 5, pp. 2670-2683, 2015.
- [13] L. Hang, et al, "Low-Complexity Multiuser Receiver for Massive Hybrid Array MmWave Communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 67, no. 5, pp. 3512-3524, 2019.
- [14] Li, Hang, Thomas Q. Wang, and Xiaojing Huang, "Joint Adaptive AoA and Polarization Estimation Using Hybrid Dual-Polarized Antenna Arrays," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 76353-76366, 2019.
- [15] Noh, Song, Jiho Song, and Youngchul Sung, "Fast Beam Search and Refinement for Millimeter-Wave Massive MIMO Based on Two-Level Phased Arrays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 19, no. 8, pp. 6737-6751, 2020.
- [16] M. Ferdosizade Naeiny, Y. Eghbali, and F. Moradi, "DoA Estimation in the Presence of the Unknown Mutual Coupling Using a UCA with Directive Antennas," *Jurnal of Radars*, vol. 6, no. 1, pp. 27-36, 2018. (In Persian)
- [17] L. Wei and S. Weiss, "Wideband beamforming: concepts and techniques," John Wiley & Sons, 2010.
- [18] R. Naga S. Pavan, "A Lumped Component Programmable Delay Element for Ultra-Wideband Beamforming," *Custom Integr. Circuits Conference (CICC)*, 2013.
- [19] R. Naga and S. Pavan, "Design of Lumped-Component Programmable Delay Elements for Ultra-Wideband Beamforming," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 8, pp. 1800-1814, 2014.

جدول بالا مثالی از این نوع گیرنده‌ها است و مزایا و معایب هر کدام را به صورت حدودی نشان می‌دهد. نوع اول برای پوشش‌دهی ۳۶۰ درجه از سه وجه تشکیل شده‌است که هر وجه سه آنتن دارد و ۱۲۰ درجه را پوشش می‌دهد. مزیت این نوع سامانه‌ها، دقت جهت‌یابی بالا، جهت‌یابی مونوپالس (بلادرنگ جهت ورود هر پالس استخراج می‌شود) و POI صددرصد است و معایب آنها بهره و بُرد پوشش‌دهی کمتر و تعداد زیاد گیرنده است. نوع دوم فقط یک آنتن چرخان با بهره زیاد دارد، مزیت بهره و برد پوشش‌دهی بیشتر و گیرنده کمتر را دارد ولی معایب POI بسیار کم، دقت جهت‌یابی بد، جهت‌یابی غیرمونوپالس و چرخش مکانیکی را دارد. نوع سوم نیز مانند نوع دوم، بیم الکترونیکی باریکی دارد، بنابراین مزیت بهره و برد پوشش‌دهی بیشتر و گیرنده کمتر را دارد ولی معایب POI بسیار کم، دقت جهت‌یابی بد، جهت‌یابی غیرمونوپالس را دارد. نوع چهارم نیز مانند نوع اول از سه وجه تشکیل شده‌است که هر وجه دو گیرنده داشته و هر کدام از گیرنده‌ها به ۸ آنتن وصل است تا پرتودیسی متناسب انجام شود. مزیت این سامانه، دقت جهت‌یابی خوب، بهره و برد پوشش‌دهی بالا، جهت‌یابی مونوپالس، تعداد گیرنده قابل قبول و POI زیاد است و معایبش تعداد آنتن زیاد و پیچیدگی پیاده‌سازی می‌باشد. مزیت مونوپالس بودن در این سامانه‌ها بسیار حیاتی بوده و در عملیات‌های فریب می‌توان سامانه غیرمونوپالس را کاملاً از کار انداخت.

برای همکاری پرتودیسی و تداخل‌سنجی فازی، لازم است سیگنال آنتن‌ها باید با همدیگر ترکیب شود و همزمان اختلاف فاز مجموعه‌ی آنتن‌ها محاسبه شود، لذا چیدمان آنتن‌ها بسیار مهم می‌شوند. در این مقاله دو نوع چیدمان با نام‌های «جفت آنتن‌های هم‌مرکز» و «تکرار الگوی پایه» معرفی شدند و مزایا و معایب هر کدام بیان گردید. در آخر هم با چند شبیه‌سازی، میزان کارایی سامانه و دقت چیدمان‌ها بررسی شدند.

۶- مراجع

- [1] R. G. Wiley, "ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals," Artech House Radar Library, 2006.
- [2] C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," Harper and Row, Publishers, New York, 1982.
- [3] H. Xiaojing, Y. Jay Guo, and J. D. Bunton, "A Hybrid Adaptive Antenna Array," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 5, pp. 1770-1779, 2010.

The Application of Array Antenna for Beamforming Feature Addition to the Phase Interferometer Direction Finder

G.H. Sobhani, F. behnia^{*}, S. kaviani

* Associate Professor faculty of Electrical Engineering Sharif University of Technology, Tehran, Iran

(Received: 03/07/2021, Accepted: 13/12/2021)

Abstract

In this paper a modified Gaussian pulse stimulus is employed to improve the accuracy of tumor detection inside breast phantom for 2D reconstructed image results in cylindrical setup of the microwave imaging system. This pulse shaping puts more energy at higher frequencies in contrast with conventional Gaussian pulse shaping in the impulse radar. Hence a wider bandwidth is available to achieve higher accuracy for precise spatial localization. In the present article a simulated cylindrical setup of the microwave imaging system with a modified stimulated pulse is generated. The main purpose of this paper is employing a new stimulating pulse to detect a tumor from a biological phantom for 2D visualization of time-domain results. In order to achieve the goal, the advantages of generating a novel confocal image-reconstructing algorithm based on back-projection method is employed. The advantage conferred by “high resolution imaging” is that more energy is used at reflected signal than with conventional confocal imaging, and subsequently a relatively lower spatial resolution in identifying the reflected signal is achieved. Simulated results are presented to validate the effectiveness of the proposed method for precisely calculating the time-dependent location of targets.

Keywords: Radar, High-Resolution UWB Microwave Imaging System (UWB-MIS), Confocal Microwave Imaging Algorithm (CMIA), Gaussian Derivatives

* Corresponding author E-mail: behnia@sharif.edu