

کالیبراسیون کور آنتن‌های آرایه فازی وفقی بدون اطلاع از مشخصات سیستم

محمدحسین مظاهری^۱

رضا صراف شیرازی^۲، غلامرضا مرادی^۳، امیر جعفرقلی^۴

چکیده

در این مقاله منابع خطا در سیستم‌های آرایه فازی و برخی روش‌های موجود برای رفع این منابع خطا بررسی شده است معمولاً انجام عملیات کالیبراسیون آرایه با این روش‌ها حداقل به یک منبع شناخته شده به عنوان فرستنده‌ی مرجع نیازمند بوده و دانش در مورد جهت این منبع و همچنین مشخصات زیرسیستم‌های آرایه فازی از پیش فرض‌های این روش‌ها می‌باشد. روش ارائه شده در این مقاله نیازی به هیچکدام از این داده‌ها نداشته و صرفاً وزن المان‌ها را با توان دریافتی ترکیب شده از تمام کانال‌ها کنترل می‌نماید. طبق نتایج بدست آمده در این مقاله، الگوریتم پیشنهادی قادر است توان دریافتی را هم نسبت به فاز و هم دامنه‌ی تحریک بهینه نماید و الگوی تشعشعی خطادار را به الگوی تشعشعی ایده‌آل (طراحی شده) بسیار نزدیک‌تر گرداند.

کلیدواژه

آرایه فازی، کالیبراسیون، الگوریتم کور، توان دریافتی

^۱ کارشناسی ارشد برق مخابرات، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، m.mazaheri@aut.ac.ir

^۲ استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

^۳ دانشیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

^۴ استادیار، پژوهشکده علوم و فناوری فضا، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

تاریخ دریافت: ۱۸ اردیبهشت ۱۳۹۲ تاریخ پذیرش: ۳۰ تیر ۱۳۹۲

با ظهور تکنولوژی آنتن‌های آرایه فازی، پنجره جدیدی در سیستم‌های مخابراتی گشوده شد. پیشرفت‌های بزرگ در این زمینه منجر به ابداع و به کارگیری تکنیک‌های مختلفی برای بهینه‌سازی مشخصات کانال در سامانه‌های چند ورودی- چند خروجی [۱]، چرخاندن الکترونیکی پرتو اصلی [۲]، جهت‌یابی سیگنال‌های دریافتی و دیگر موارد گردید [۳].

در صورت در دسترس بودن اطلاعات کافی در مورد هدف و مشخصات آرایه، روش‌های بهینه برای بدست آوردن وزن‌های آرایه موجود هستند که با کمک آن‌ها می‌توان خطای LMS^5 را به حداقل رساند [۴]. این روش‌ها از معکوس‌گیری ماتریس همبستگی سیگنال دریافتی در آرایه استفاده می‌نمایند [۴]. به هر حال برای تشکیل این ماتریس، باید به سیگنال دریافتی در تمام کانال‌ها در باند پایه دسترسی داشت. این امر معماری آرایه فازی را با محدودیت و پیچیدگی زیادی مواجه می‌سازد. به علاوه برای رسیدن به سیگنال باند پایه، بایستی تمامی زیرسیستم‌های آرایه فازی (مانند میکسر، رمزگشا و مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال) در تمامی کانال‌ها به کار گرفته شوند که موجب بالا رفتن هزینه‌ی نهایی سیستم می‌گردد [۵]. علاوه بر این، این الگوریتم‌ها نیازمند به یک سیگنال مرجع برای تخمین خطا هستند.

به طور کلی معایب الگوریتم‌های بهینه‌سازی و الگوریتم‌های تطبیقی را می‌توان به صورت زیر جمع‌بندی نمود:

- ۱) اندازه‌گیری ماتریس همبستگی هزینه بر بوده و به تعداد کانال‌ها نیازمند زیرسیستم فرستنده/گیرنده می‌باشد [۶].
- ۲) اگر جهت سیگنال (DOA^6) دریافتی نامعلوم باشد، خطای کالیبراسیون عملکرد شکل-دهی پرتو را دچار تنزل می‌کند. روش‌های تخمین DOA مانند MUSIC, ESPRIT پیچیده، بلند مدت و حساس به خطاهای مدل‌سازی هستند [۷].
- ۳) در شیفت دهنده‌های فاز، مشخصه‌ی فاز-ولتاژ را نمی‌توان به طور دقیق پیش‌بینی و کنترل نمود و دقت آن بستگی به سطح تکنولوژی داشته و از یک نوع به نوع دیگر ممکن است متفاوت باشد. همچنین باید تغییرات این مشخصه‌ها با شرایط مختلف آب و هوایی نیز در نظر گرفته شود [۸].

برای رفع چنین مشکلاتی است که معمولاً از الگوریتم‌های کالیبراسیون استفاده می‌شود.

این مشکلات تقریباً از زمان به کارگیری آنتن‌های آرایه فازی همواره یکی از مسائل چالش برانگیز مهندسان بوده است.

یک آرایه‌ی طراحی شده برای پترنی با سطح لوب جانبی بسیار پایین، در عمل و در حضور خطای فاز و دامنه، دارای لوب‌های جانبی بالاتر از حد قابل قبول خواهد شد [۹]. برای حل این مشکل، روش‌های متعددی مطرح گردید که هدف نهایی آن‌ها کالیبراسیون آرایه‌ی فازی بود. در [۱۰] نحوه‌ی استفاده‌ی روش ساختار ویژه برای جهت‌یابی بیان شده است که در ادامه به منظور کالیبراسیون آرایه و کاهش اثرات تزویج مقابل از این تکنیک بهره برده است. همچنین در [۱۱] به منظور حذف خطای فاز و دسترسی به یک سیستم جهت‌یاب، روشی برای حذف ابهام در فاز پیشنهاد شده است. در [۱۲] از الگوریتم بیشترین احتمال^۷ برای کاهش اندازه‌گیری‌ها و کالیبراسیون آرایه در هنگام ارائه‌ی سرویس پیشنهاد شده است. به منظور تخمین همزمان مشخصات بهره/فاز آرایه به همراه ماتریس تزویج، [۱۳] از مفهوم مقادیر ویژه به خوبی بهره برده است.

جدیدترین روش کالیبراسیون کور، توسط [۱۴] و [۱۵] ارائه گردید که با به کارگیری تکنیک ICA^۸ سعی در تخمین جهت ورود سیگنال و کالیبراسیون آرایه می‌نماید. باید توجه داشت که این روش تنها بر روی آرایه‌های خطی کارساز می‌باشد. به علاوه، مشکل دیگر این الگوریتم استفاده‌ی همزمان از چندین منبع فرستنده در زوایای مختلف می‌باشد که توزیع آن‌ها غیر گوسی فرض شده است.

در این مقاله، روش جدیدی ارائه می‌دهیم که تنها با دسترسی به توان دریافتی ترکیب شده در خروجی آرایه به کالیبره کردن و بهینه نمودن وزن‌های المان‌ها مبادرت می‌ورزد.

در این تکنیک نیازی به دانستن مشخصه‌ی فاز-ولتاژ نبوده و توان دریافتی توسط آشکارساز باند IF^۹ به عنوان ورودی به شبکه‌ی کنترل وزن تغذیه می‌گردد. عدم دسترسی به مشخصه‌ی فاز-ولتاژ موجب می‌شود که ما با مقادیر تصادفی سر و کار داشته باشیم که این موضوع اهمیت کار ارائه شده را چندین برابر می‌نماید، چراکه برای کالیبراسیون آرایه فازی یکی از پارامترهای بسیار تاثیرگذار، همین مشخصه می‌باشد و با حذف نیاز الگوریتم به این مشخصه، می‌توان به الگوریتمی جامع و بی-

Maximum likelihood^۷
Independent Component Analysis^۸
Intermediate Frequency^۹

نقص در این رابطه دست یافت. این مقاله در سه بخش تنظیم شده است، در بخش اول ابتدا به تصحیح فاز به منظور تنظیم جهت پرتو اصلی می‌پردازیم. در ادامه با ارائه الگوریتم تعمیم یافته، دامنه‌ی وزن‌ها را کالیبره نموده و در نهایت در بخش سوم، با استفاده از دو الگوریتم ارائه شده، الگوریتم کاملی برای پیاده‌سازی یک آنتن آرایه فازی کاملاً وقفی و دارای قابلیت انعطاف بسیار بالا ارائه می‌گردد.

گام اول؛ الگوریتم کالیبراسیون کور مبتنی بر فاز

در آنتن‌های آرایه فازی، معمولاً با تغییر فاز وزن‌های اعمالی، جهت پرتو اصلی آنتن را در راستای مورد نظر قرار می‌دهند. این روش معمولاً به دو صورت کلی انجام می‌شود. الگوریتم‌های مبتنی بر سیگنال ورودی [۶]، و الگوریتم‌های مبتنی بر جهت [۶]. بر حسب اینکه آرایه فازی را به طور کاملاً نرم افزاری و یا سخت افزاری پیاده‌سازی نماییم، دو دسته کلی شکل‌دهی پرتوی آنالوگ و دیجیتال خواهیم داشت. در هر حال، به منظور پیاده‌سازی الگوریتم‌های مورد بحث در بسیاری از سیستم‌های ارزان قیمت (شکل‌دهی پرتو آنالوگ) از شیفت دهنده‌های فاز به منظور تامین فازهای مورد نظر طراح استفاده می‌شود. در [۱۶] مشخصه‌ی فاز-ولتاژ برای ۱۷ شیفت دهنده‌های فاز از نوع $RTPS^{1*}$ نشان داده شده است که در آن، تغییرات مشخصه این شیفت دهنده‌های فاز شبیه به هم بوده ولی این نمودارها نسبت به یکدیگر دارای آفست هستند. به عبارت دیگر، به ازای یک ولتاژ بایاس معین، شاهد اختلاف فازهای گوناگونی از هر شیفت دهنده‌ی فاز هستیم. این مسئله علاوه بر ایجاد تغییر در جهت پرتوی اصلی به ایجاد تغییرات محسوس در لوب‌های کناری آرایه می‌گردد. همانطور که پیشتر نیز اشاره شد، در این حالت از روش‌های کالیبراسیون مرسوم به منظور رفع خطای ایجاد شده استفاده می‌شود.

در این مقاله در گام اول به بررسی الگوریتم کالیبراسیون مبتنی بر فاز ارائه شده در [۱۶] می‌پردازیم. در این روش از تغییرات گرادیان توان دریافتی به عنوان تنها ورودی پردازشگر به منظور بهینه‌سازی فازهای طراحی و بر اساس یک الگوریتم تکرار شونده استفاده می‌شود.

$$\psi_k(n+1) = \psi_k(n) + 2\mu_{\psi} \hat{g}_k(n) \quad (1)$$

در رابطه‌ی (۱)، ψ_k نمایانگر فاز المان k ام و μ پارامتر اندازه‌ی گام می‌باشد. این ضریب می‌تواند مقداری ثابت یا نسبت به مکان المان‌ها (x_m) متغیر باشد که در اینجا برای راحتی، مقدار آن ثابت

در نظر گرفته شده است. لازم به ذکر است که باید مقدار مناسبی برای این پارامتر اختیار نمود چراکه همانند بسیاری از روش‌های تکراری این اندازه‌ی گام نقش تعیین کننده‌ای در همگرایی الگوریتم دارد و سرعت میل به جواب نهایی وابستگی زیادی به این پارامتر دارد. در رابطه‌ی (۱)، g_k نماینده‌ی گرادیان توان بوده که به صورت زیر بیان می‌شود [۱۶]:

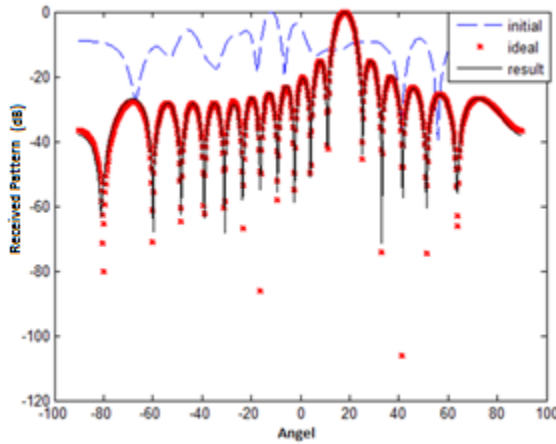
$$\hat{g}_k(n) = \frac{2 \sin(\delta_\psi)}{\delta_\psi} \text{Im}[X] \quad (2)$$

که در آن

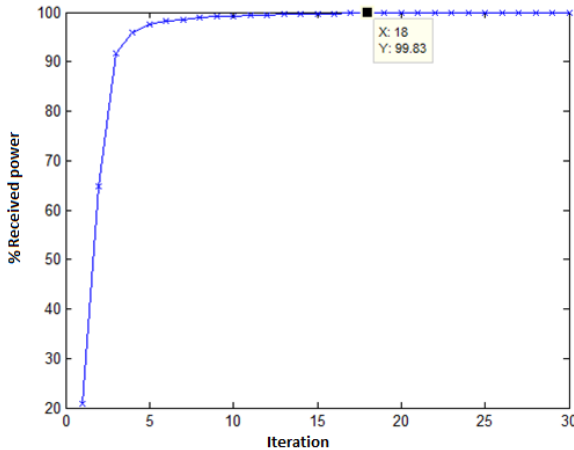
$$X = M \exp[j\psi_k(n) - jk_0 x_m \sin \theta(n)] \quad (3)$$

$$M = \sum_{m \neq k}^N \exp[-j\psi_m(n) + jk_0 x_m \sin \theta(n)] \quad (4)$$

بر اساس روابط ارائه شده، شبیه‌سازی‌ها برای یک آنتن آرایه فازی با ۱۷ المان با فواصل نصف طول موج صورت پذیرفت. فرض شد که وزن‌های اولیه دارای خطا در فاز باشند. بدین معنی که بوسیله‌ی یک متغیر تصادفی با توزیع یکنواخت، خطایی را وارد سیستم کنیم و عملکرد آرایه را در این حالت بررسی نمائیم. همانطور که در شکل ۱ مشاهده می‌شود، الگوی حاصل از وزن‌های خطادار از الگویی ایده‌آل (وزن‌های طراحی شده) بسیار دورتر می‌باشد. لازم به ذکر است که در شکل ۱ توان دریافتی نرمالیزه شده بر حسب dB رسم شده است. با اعمال الگوریتم ارائه شده مشاهده می‌گردد که الگوی نهایی بهبود قابل توجهی پیدا کرده است. این الگو تنها پس از ۳۰ بار تکرار حاصل شده است. نمودار همگرایی را می‌توان در شکل ۲ بررسی نمود. مطابق با این نمودار، توان نرمالیزه دریافتی از مقدار اولیه‌ی ۲۰ درصد، پس از ۱۸ تکرار به ۹۹/۸۳ درصد رسیده است.



شکل ۱. الگوی تشعشی اولیه، ایده‌آل و نهایی در حضور خطای فاز

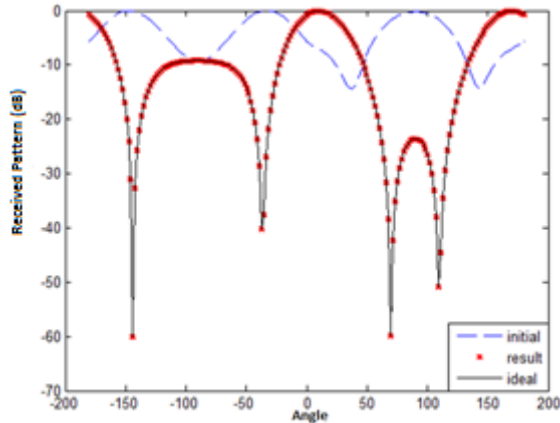


شکل ۲. درصد توان دریافتی در هر تکرار

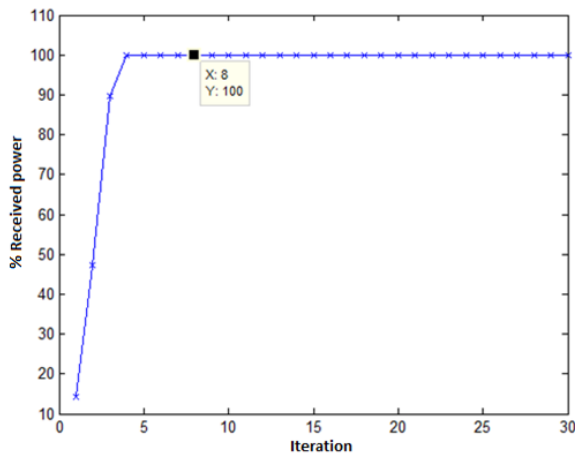
لازم به ذکر است که روش پیشنهادی در [۱۶] برای آرایه‌های خطی به کار گرفته شده است. با اعمال تغییراتی در روابط مربوط به الگوریتم و به کارگیری روند مورد بحث می‌توان به روشی برای کالیبراسیون انواع آرایه با چینش‌های مختلف از جمله دایروی یا اسپیرال [۱۷] و یا هر شکل دلخواه دیگری دست یافت.

نتایج مربوط به شبیه‌سازی یک آرایه‌ی آنتن دایروی ۱۰ المانی با شعاع نصف طول موج در شکل ۳ به نمایش درآمده است. می‌توان در شکل ۴ مشاهده نمود که سرعت همگرایی این روش به سادگی

یا پیچیدگی چینش و منظومه آرایه بستگی ندارد. در [۱۸] بررسی پارامتری دقیقی از سرعت و روند همگرایی الگوریتم بر اساس پارامترهای مختلف طراحی آرایه و الگوریتم ارائه شده است.



شکل ۳. الگوی تشعشی اولیه، ایده‌آل و نهایی برای آرایه دایروی



شکل ۴. درصد توان دریافتی در هر تکرار برای آرایه دایروی

گام دوم؛ الگوریتم کالیبراسیون کور مبتنی بر دامنه

کالیبراسیون یک آرایه فازی هنگامی کامل می‌شود که بتوان هم دامنه و هم فاز ضرایب تمامی المان‌ها را در مقدار طراحی شده تنظیم کرد. دامنه‌ی وزن‌ها همانند فاز، در یک سیستم آرایه فازی دچار اختلالات مختلف می‌شود. از جمله منابع مهم این تغییرات، می‌توان به موارد زیر اشاره

نمود: مشخصه‌ی کانال فرستنده/گیرنده، دقت کم ادوات، اثرات طول عمر، توان و حرارت ناشی از آن، شرایط جوی و عوامل متعدد دیگر.

می‌توان مساله‌ی کالیبراسیون دامنه را به شکل یک مساله‌ی فیتنس پترن در نظر گرفت (با فرض صحت فاز و وجود خطا در دامنه). برای این منظور فرض می‌کنیم که آرایه در حالت گیرندگی قرار دارد. با فرض شرایط اولیه با خطای رندم برای دامنه، یک پترن متفاوت با پترن مطلوب را دریافت می‌نمائیم و سپس با استفاده از الگوریتم تکرار شونده پیشنهادی و تنها با دانستن توان دریافتی سعی می‌کنیم که پترن موجود را به پترن مطلوب منطبق نمائیم.

دامنه‌ی تحریک المان m ام را با I_m نشان می‌دهیم و فرض می‌نمائیم که اختلاف دامنه‌ی تحریک عملی با دامنه‌ی تحریک طراحی شده (یعنی I_m^d) برابر با δ_m باشد. در اینجا مجدداً باید توجه شود که طبق فرض مساله ما از مقدار I ها در هر مرحله از تکرار بی‌اطلاع هستیم. به عبارت دیگر داریم: $I_m^d = I_m + \delta_m$ که مقدار δ نامعلوم می‌باشد. در این صورت عبارت توان دریافتی در پترن مطلوب به شکل زیر درمی‌آید:

$$P^d = \sum \sum (I_m + \delta_m)(I_n + \delta_n) \times \exp(jk_0 x_m \sin(\theta) - j\varphi_m) \times \exp(jk_0 x_n \sin(\theta) - j\varphi_n) \quad (5)$$

در رابطه‌ی (۵)، P^d مقدار توان مطلوب طراحی شده می‌باشد (desired power). همچنین مقادیر δ نیز همان مقدار اختلال و یا میزان خطا در دامنه می‌باشد که بایستی آن را پیدا نموده و با مقدار تحریک در هر مرحله جمع نمائیم تا به تحریک ایده‌آل دست پیدا کنیم. با فرض کوچک بودن مقادیر δ و با بسط رابطه‌ی (۵) به عبارت زیر می‌رسیم:

$$\begin{aligned} P^d &= \sum \sum I_m \delta_n \times \exp_m \times \exp_n^* + \sum \sum I_m \delta_n \times \exp_m \times \exp_n^* + P^0 \\ P^d - P^0 &= \sum \delta_n^* \times \exp_n^* \sum I_m \times \exp_m + \sum \delta_m \exp_m \sum I_n^* \exp_n^* \end{aligned} \quad (6)$$

در رابطه‌ی (۶) توانستیم عبارت اختلاف بین توان دریافتی (P^0) و توان مطلوب (P^d) را بدست بیاوریم. در حقیقت قسمت سمت راست، دانسته‌ی مساله است. برخی مقادیر، به عنوان مثال P^d و P^0 ، در سمت چپ نیز دانسته هستند. به عنوان مثال، عبارت $\sum I_m \exp_m$ را می‌توان به صورت مجذور توان دریافتی نمایش داد. از این رو آنرا با مقدار ثابت C نشان می‌دهیم.

در نگاه اول به (۶) این طور به نظر می‌رسد که ما با یک دستگاه یک معادله و N مجهول روبرو هستیم. اما باید توجه شود که این معادله بر حسب زاویه نیز تغییر می‌کند. پس می‌توان با جایگذاری مقادیر دلخواه θ در این رابطه به یک دستگاه N معادله و N مجهول دست یافت. که مجهولات آن مقادیر اختلالات (δ) بوده و ماتریس ضرایب آن به شرح زیر می‌باشد:

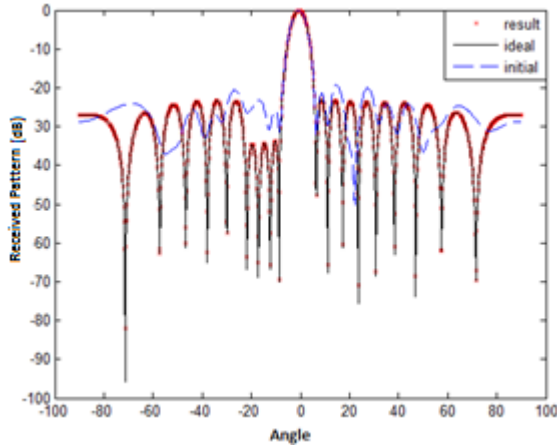
$$2 \times \text{real} \left\{ \begin{pmatrix} c(\theta_1) \times \exp(\theta_1, n=1) & \dots & c(\theta_1) \times \exp(\theta_1, n=N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c(\theta_N) \times \exp(\theta_N, n=1) & \dots & c(\theta_N) \times \exp(\theta_N, n=N) \end{pmatrix} \right\} \quad (7)$$

نکته‌ی قابل توجه در انتخاب θ اینست که بایستی این مقادیر به گونه‌ای انتخاب شوند که الگوریتم سریع‌تر همگرا شود. پیشنهاد می‌گردد که از نقاط پیک استفاده شود چراکه پارامتر اساسی در پترن آنتن‌ها، میزان SLL^{۱۱} آن‌ها است. بنابر کاربرد می‌توان از مقادیر دیگر نیز بهره برد (همانند نول). همچنین در صورتی که تعداد پیک‌های پترن از تعداد المان‌ها کمتر باشد می‌توان از نقاط دلخواه دیگر برای حل معادله بهره برد.

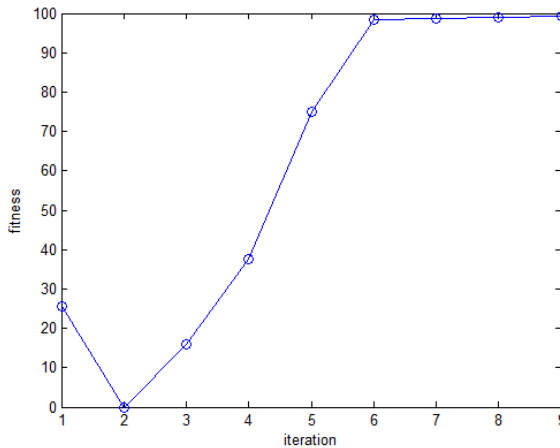
نتایج شبیه‌سازی‌های این الگوریتم با ۱۹ المان و با فواصل نصف طول موج در شکل ۵ ارائه شده است. وزن‌های تحریک این آرایه از [۱۹] آورده شده است. در شکل ۵ پترن حاصل از الگوریتم دیده می‌شود که در نهایت توانسته‌ایم خطا را به ۰.۰۱ مقدار اولیه برسانیم. توجه شود که خطا با معیار مجذور تفاضلات مربعات سنجیده شده است. نمودار میزان تطابق بر حسب تعداد تکرار را نیز می‌توان در شکل ۶ مشاهده نمود. تطابق بین پترن حاصل و ایده‌آل از مقدار توان دریافتی در زوایای یاد شده بدست می‌آید. در حقیقت این نمودار، معکوس رابطه‌ی خطای مجذور مربعات است که به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\text{fitness} = \left(1 - \frac{\text{error}(k)}{\max(\text{error})} \right) \quad (8)$$

Side Lobe Level ^{۱۱}



شکل ۵. پترن تشعشی اولیه، ایده‌آل و نهایی در حضور خطای دامنه



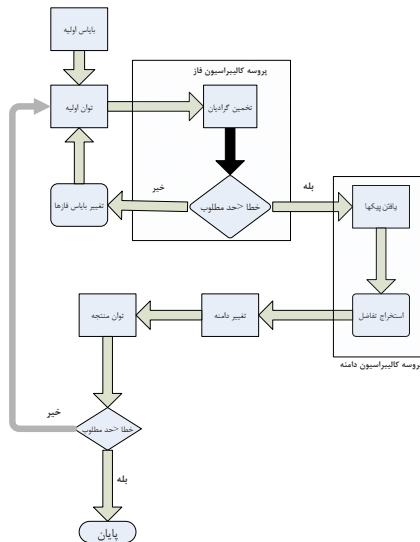
شکل ۶. مقدار تطابق در هر تکرار

کام سوم؛ الگوریتم مبتنی بر فاز و دامنه

همان‌طور که پیشتر نیز بیان شد، در هر یک از دو گام ارائه شده در تصحیح فاز و دامنه، از فرض-های ساده‌کننده استفاده شده و فرض کردیم که تنها یا فاز یا دامنه دچار خطا شده است. نکته‌ای حائز اهمیت در الگوریتم مبتنی بر فاز (اصلاح فاز) اینست که این روش مستقل از مقدار دامنه‌ی تحریک بوده و تغییر این پارامتر اثری در روابط و نتایج این الگوریتم به جای نمی‌گذارد.

اما سوالی که ممکن است مطرح شود اینست که " ما در گام دوم تنها دامنه را اصلاح می‌کنیم پس چه نیازی به اصلاح مجدد فاز وجود دارد؟" جواب این سوال در این حقیقت نهفته است که در ادوات میکروویو (به عنوان مثال تضعیف کننده دیودی) با تغییر بایاس برای دستیابی به دامنه‌ی تحریک مناسب، ممکن است مقدار فاز کاری این ابزار نیز تغییر کند. این امر به دلیل ناشناخته بودن مشخصه‌ی فاز-بایاس این ادوات رخ می‌دهد. از این رو باید الگوریتم مبتنی بر فاز را نیز در هر تکرار از اصلاح دامنه نیز لحاظ نمائیم.

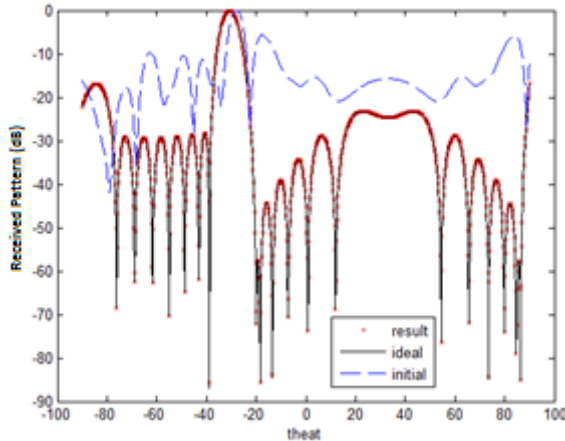
در گام سوم از خاصیت ذکر شده در مورد استقلال الگوریتم مبتنی بر فاز از دامنه استفاده می‌کنیم. بدین معنی که ابتدای فاز وزنها را تصحیح نموده و پس از آن، از یک تکرار الگوریتم مبتنی بر دامنه استفاده می‌کنیم. پس از این مرحله مجدداً فاز را تصحیح می‌نمائیم و سراغ تکرار بعدی الگوریتم مبتنی بر دامنه می‌رویم. این روند را همین‌طور ادامه می‌دهیم تا به پترن دلخواه دست پیدا کنیم. به عبارت دیگر ما می‌توانیم در هر مرحله از تکرار الگوریتم مبتنی بر دامنه، از الگوریتم مبتنی بر فاز استفاده نمائیم؛ بدون اینکه مشکلی در روند کلی کار رخ دهد. در شکل ۷ می‌توان فلوجارت مربوط به هر کدام از این دو الگوریتم ارائه شده است.



شکل ۷. روندمای الگوریتم کامل

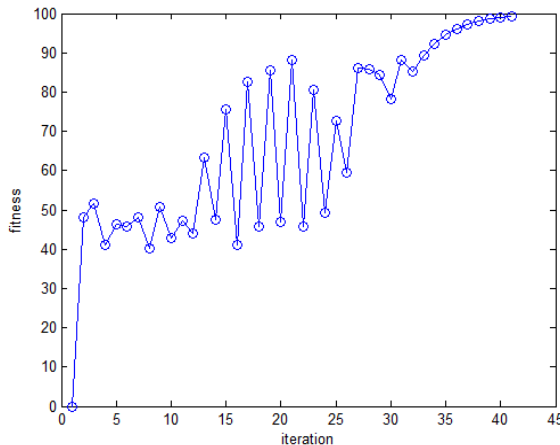
نتیجه شبیه‌سازی را در شرایط حضور خطا هم در فاز و هم دامنه را می‌توان در شکل ۸ مشاهده نمود. این شبیه‌سازی برای آنتن ۱۵ المانی با فواصل نصف طول موج صورت پذیرفته است. مشاهده

می‌شود که به دلیل خطای همزمان در فاز و دامنه، ما شاهد پترنی بسیار دورتر از پترن ایده‌آل هستیم که در نهایت به طور کامل به پترن مطلوب رسیده‌ایم.



شکل ۸. پترن تشعشی نهایی پس از اعمال الگوریتم کامل در حضور خطای فاز و دامنه

طبق انتظار، پترن نهایی دقیقاً بر روی نقاط نمونه برداری منطبق می‌باشد. به عبارت دیگر سطحی لوب‌های جانبی دقیقاً در مقدار طراحی شده قرار دارد. نمودار تطابق نیز در شکل ۹ به نمایش درآمده است. لازم به ذکر است که در شکل ۸ عمق صفرهای پترن نیز به خوبی منطبق بر مقدار ایده‌آل شده است که نشان از دقیق بودن فرآیند کالیبراسیون دارد. عمق صفرها به منظور حذف تداخل در بسیاری از موارد، موثر می‌باشد.



شکل ۹. مقدار تطابق در هر تکرار برای الگوریتم کامل

در شکل ۹ به دلیل همراه بودن خطای فاز با خطای دامنه ما شاهد تعداد تکرارهای بیشتری برای همگرایی هستیم. به هر حال، با استفاده از این الگوریتم توانسته‌ایم آرایه را به صورت کامل کالیبره نمائیم که این عملیات با پیچیدگی بسیار کمتر و حجم محاسبات پایین‌تر صورت پذیرفته است. لازم به یادآوری مجدد است که در این الگوریتم نیازی به دانستن مشخصه‌ی عملیاتی تغییردهنده-های فاز و دیگر زیرسیستم‌ها نمی‌باشد که این خود یک امتیاز بزرگ برای این الگوریتم به حساب می‌آید.

جمع‌بندی

در این مقاله به ارائه‌ی روشی نوین برای کالیبراسیون کامل آنتن‌های آرایه فازی به صورت خودکار و بدون دانستن مشخصات سیستم پرداختیم. فرضیات مساله بدین صورت هستند که ما هیچ دانشی از زیرسیستم‌های به کار رفته در ساختار آرایه فازی نداشته و اطلاعی از مشخصات عملیاتی این زیرسیستم‌ها در دسترس نیست. همچنین در خلال کار نیز اطلاعی از وزن‌های اعمالی به المان‌های آرایه نداریم و تنها ورودی به الگوریتم، توان دریافتی ترکیب شده از تمام کانال‌ها می‌باشد.

برای حل این مساله به ترتیب الگوریتم‌های مبتنی بر فاز و دامنه پیشنهاد شد و مشاهده گردید که علاوه بر تعداد کمتری تکرار، به محاسبات کمتر و بسیار ساده‌تری نسبت به روش‌های دیگر نیاز خواهد بود. در این روش نیازی به استفاده از سیگنال مرجع و به عبارت دیگر، فرستنده‌ی کمکی نداریم. در نهایت نیز الگوریتم گام سوم پیشنهاد گردید که در این الگوریتم از ترکیب دو گام قبلی و استفاده از خاصیت استقلال گام اول از دوم استفاده شده است. با کمک الگوریتم گام سوم به یک روش کامل برای کالیبراسیون آنتن‌های آرایه‌ی فازی دست یافته‌ایم.

مراجع

- [1] R.Ying, G.Xu R. Liu, "The ultimate capacity of MIMO channels and its realization," in 18th European Conference on Circuit Theory and Design, 2007, pp. 695 - 698.
- [2] R. C.Hansen, "Phased array antennas" New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [3] M.C. Wicks, M.S.Palma, J. Bonneau, and T.K. Sarkar, "Smart antennas" New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.
- [4] V. Reddy, T. Kailath, and Y. Bresler, "Optimum beamforming for coherent signal and interferences," IEEE Trans. Signal Process, Jun 1988, vol. 36, pp. 833-843.
- [5] T. Tanaka, I. Chiba, A. Horie, and Y. Karasawa R. Miura, "Beamforming

- experiment with a DBF multibeam antenna in a mobile satellite environment," IEEE Trans. Antennas Propag. , April 1997, vol. 45, pp. 707-714.
- [6] Frank Gross, "smart antennas for wireless communications" McGraw-Hill, 2005.
- [7] A. Swindlehurst and T. Kailath, "A performance analysis of subspacebased methods in the presence of model errors—Part 1: The music algorithm," IEEE Trans. Signal Process. , Jul 1992, vol. 40, pp. 1758-1774.
- [8] S. Safavi-Naeini, S. H. Jamali, and P. Mousavi M. Fakharzadeh, "Zero-knowledge beamforming of phased array antennas based on simultaneous perturbation gradient approximation," in Proc. IEEE Int.Symp. Antennas Propag., Albuquerque, Jul 2006, pp. 537-540.
- [9] Robert J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook", 2nd ed. Artech House, 2005.
- [10] J. H. McClellan, E. J. Holder, and G. C. Brown, "A Phased Array Calibration Technique Using Eigenstructure Methods," In Ieee International Radar Conference, 1990 , pp. 304-308.
- [11] A. M. Tonello, and D. Inserra, "Performance Analysis of a Novel Antenna Array Calibration Approach for Direction Finding Systems," European Transactions On Telecommunications, 2012, pp. 1-14.
- [12] R. Sorace, "Phased Array Calibration," IEEE transactions on antenna and propagation, April 2001, vol. 49, pp. 517-522.
- [13] J. Polili Lie, B. Pooh Ng, T. Wang and M. Hwa Er W. Chen, "Joint Gain/Phase and Mutual Coupling Array Calibration Technique with Single Calibrating Source," International Journal of Antennas and Propagation, Sept 2012, , pp. 1-8.
- [14] H. Yamada, Y. Yamaguchi Y. Shimada, "Blind Array Calibration Technique for Uniform Linear Array Using ICA," in IEEE, 2007.
- [15] H. Jong Yang, B. Wook Jung, and J. Chun J. Kim, "Blind Calibration for a Linear Array With Gain and Phase Error Using Independent Component Analysis," IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, Jan 2011, vol. 9, pp. 1259-1262.
- [16] H. Jamali, P. Mousavi, and S. Safavi-Naeini M. Fakharzadeh, "Fast Beamforming for Mobile Satellite Receiver Phased Arrays: Theory and Experiment," IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Jun 2009, vol. 57, pp. 1645-1654.
- [17] A. Jafarholi, M. Kamyab, and M. Veysi, "Spiral array architecture, design, synthesis and application," Microwaves, Antennas & Propagation, IET, 2011 , vol. 5, no. 5, pp. 503-511.
- [18] محمدحسین مظاهری. "بهینه سازی توان دریافتی در یک گیرنده آرایه فازی بدون دانستن مشخصات تغییر دهنده های فاز" دانشگاه صنعتی امیرکبیر. پایان نامه کاشناسی ارشد .۱۳۹۲
- [19] Robert S. Elliott, "Antenna Theory and Design", revised edition. New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.