

الگوریتم های تخمین و جهت یابی سیگنال در آرایه های آنتنی هوشمند در سیستم های مخابرات سیار سلولی

مهدی جلالی، ناصر یوسف زاده و مصطفی پیله وری سلماسی

دانشکده تحصیلات تکمیلی واحد تهران جنوب

Jalali.mahdi@gmail.com , naseryousefzadeh@yahoo.com , mostafapilevari@yahoo.com

چکیده : تخمین جهت ورود سیگنال به آرایه آنتن یکی از مباحث کلیدی و مهم در مخابرات سیار می باشد که همواره از اهمیت خاصی برخوردار است و روش های زیادی برای تخمین DOA بوجود آمده اند که تعدادی از روش های متداول و مهم و کارآمد را در این جا بررسی می کنیم. به طور کلی این الگوریتم ها به 4 دسته تقسیم می شوند: روش های قراردادی، روش های بر پایه زیرفضا، روش های بیشینه درست نمایی و روش های یکپارچه که دو روش زیر فضا و بیشینه درست نمایی را با هم ترکیب می کند. همچنین تعدادی از این الگوریتم ها هنگامی که سیگنال های کاملاً همبسته ای داریم عملکرد مناسبی ندارند و برای تخمین این سیگنال ها از روش هایی مانند هموارسازی فضایی استفاده می نماییم. همچنین با شبیه سازی ها مقایسه هایی بین الگوریتم های مختلف خواهیم داشت.

کلید واژه : تداخل، حذف تداخل، گسترده، MUSIC، WCDMA

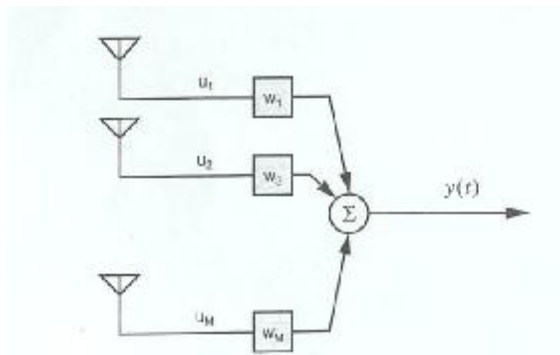
لذا در این مقاله الگوریتم های تخمین جهت دریافت (DOA^1) را در آنتن های آرایه ای را مورد بررسی قرار می دهیم.

روش های قراردادی بر پایه تکنیک های شکل دهی بیم کلاسیک بوده و نیازمند المانهای زیادی برای رسیدن به دقت بالا، هستند. روش های بر پایه زیر فضا، تکنیک های زیر بهینه دقت بالا هستند که ساختار ویژه ای از ماتریس داده ورودی را لازم دارند. روش های بیشینه درست نمایی تکنیک های بهینه ای هستند که حتی تحت شرایط SNR پایین نیز، خوب عمل می کنند؛ اما اغلب از نظر محاسباتی پیچیده اند. روش پیشنهادی برای WCDMA روش یکپارچه ای است که از روش های بر پایه استقرار مجدد

1- مقدمه

در ابتدا، آنتن های هوشمند در کاربرد های ویژه ای چون رادار های نظامی استفاده می شد، ولی با پدید آمدن مشکل کمبود ظرفیت در ارائه سرویس های مخابراتی، استفاده از آنتن های هوشمند در مخابرات سیار سلولی هم مورد توجه قرار گرفت. چون کاربران مخابرات سیار ممکن است در حال حرکت باشند باید آنتن هوشمند توانایی تخمین زاویه دریافت سیگنال هر کاربر و همچنین توانایی ردیابی دریافت سیگنال مذکور را داشته باشد. در این صورت، آنتن هوشمند می تواند بیم خود را برای هر یک از کاربران طوری تنظیم کند که نسبت سیگنال به نویز و تداخل مربوط به هر کاربر حداکثر شود و در نتیجه ظرفیت سیستم افزایش یابد.

¹ - Direction of Arrival



شکل (1): نمایش ساختار شکل دهی بیم کلاسیک

سیگنال $S(K)$ مماسی از آرایه در زاویه f_0 را در نظر بگیرید. طبق مدل داده ورودی باند باریک توان خروجی شکل دهنده بیم می تواند بصورت زیر بیان شود:

$$P_{cbf}(f_0) = E[|w^H u(k)|^2] = E[|w^H (a(f_0)s(k) + n(k))|^2] = (|w^H a(f_0)|^2 (S_s^2 + S_n^2)) \quad (3)$$

که $a(f_0)$ بردار هدایت وابسته به زاویه جهت دریافت سیگنال f_0 و $n(k)$ بردار نویز در ورودی آرایه می باشد. و $S_s = E[s(k)^2]$ و $S_n = E[n(k)^2]$ به ترتیب توان سیگنال و توان نویز هستند. از معادله (3) به وضوح آشکار است که توان خروجی هنگامیکه $w = a(f_0)$ باشد، ماکزیمم است. لذا برای تمام بردار های ممکن وزنی، آنتن گیرنده بالاترین گین را هنگامیکه $w = a(f_0)$ باشد، در جهت f_0 دارد. این به خاطر آنست که $w = a(f_0)$ فاز های مؤلفه های سیگنال ورودی را از f_0 در سنسور ها همتراز کرده و باعث جمع شدن آنها می شود.

در روش شکل دهی بیم کلاسیک برای تخمین DOA، بیم در سراسر ناحیه زاویه مطلوب در مراحل گسسته بوسیله تشکیل وزن های $w = a(f_0)$ برای f مختلف اسکن می شود و توان خروجی اندازه گیری می شود. با استفاده از معادله (3)، توان خروجی در شکل دهنده بیم بعنوان تابعی از AOA بصورت زیر بدست می آید:

$$P_{cbf}(f) = w^H R_{uu} w = a^H(f) R_{uu} a(f) \quad (4)$$

برای جداسازی سیگنال های چندگانه استفاده کرده و دنباله امضاهای فضایی آنها را از جهت دریافت سیگنال هایشان، که با استفاده از روش های زیرفضا تعیین می شوند، تخمین می زند.

2- روش های تخمین DOA قراردادی

روش های قراردادی تخمین DOA برپایه مفاهیم شکل دهی بیم و بردار هدایت خنثی² می باشد، و خاصیت بردار سیگنال دریافتی، $u(k)$ ، یا مدل آماری نویز و سیگنال ها را توصیف نمی کنند. روش های تخمین DOA قراردادی بطور الکترونیکی بیم ها را در جهت های ممکن هدایت می کنند و بر روی پیک هایی در توان خروجی قفل می شوند. روش های قراردادی که در اینجا مورد بحث قرار می گیرند روش Delay-and-Sum و روش واریانس مینیمم Capon می باشند.

3- روش تاخیر - جمع³

روش که به روش بیم دهی کلاسیک یا روش فوریه مربوط می شود، یکی از ساده ترین روش های تخمین DOA می باشد. شکل (1) ساختار شکل دهنده بیم باند باریک کلاسیک را نشان می دهد که $y(k)$ سیگنال خروجی بوسیله مجموعه وزن دار شده خطی از خروجی های المان های حسگر بدست می آید که عبارتست از:

$$y(k) = w^H u(k) \quad (1)$$

توان خروجی کلی شکل دهنده بیم قراردادی می تواند بصورت زیر بیان شود:

$$P_{cbf} = E[|y(k)|^2] = E[|w^H u(k)|^2] \quad (2)$$

$$= w^H E[u(k)u^H(k)]w = w^H R_{uu} w$$

که R_{uu} ماتریس خود همبستگی داده ورودی آرایه می باشد. معادله (2) نقش مهمی در الگوریتم های تخمین DOA قراردادی دارد. ماتریس خود همبستگی، R_{uu} ، شامل اطلاعات مفید درباره بردارهای پاسخ آرایه و سیگنال های آنها است و تخمین پارامترهای سیگنال با بیان دقیق R_{uu} امکان پذیر است.

² -Null-Steering

³ -Delay - And - Sum

روش بهینه سازی محدود شده را به روش نامحدودی تبدیل می کند و سپس با استفاده از روش مینیمم مربعات مسأله را حل می کند. با استفاده از روش ضرب لاگرانژ بردار وزنی که معادله (5) را حل می کند به صورت زیر است:

$$w = \frac{R_{uu}^{-1} a(f)}{a^H(f) R_{uu}^{-1} a(f)} \quad (6)$$

حال توان خروجی آرایه که بصورت تابعی از AOA می باشد، از روش شکل دهی بیم Capon استفاده کرده و طیف فضایی Capon می تواند مطابق زیر بدست آید:

$$P_{Capon}(f) = \frac{1}{a^H(f) R_{uu}^{-1} a(f)} \quad (7)$$

با استفاده از ترسیم طیف Capon و محاسبه آن در سراسر محدوده f ، DOA می تواند با استفاده از یافتن پیک های طیف بدست آید.

اگر چه این روش، یک تخمین گر بیشینه درست نمایی⁵ (ML) نیست، ولی گاهی اوقات روش Capon به عنوان روش ML بیان شود و برای هر انتخاب f ، $p_{Capon}(f)$ یک تخمین بیشینه درست نمایی توان سیگنال های رسیده از جهت f در حضور نویز گوسی سفید که مشخصه های دلخواه دارند، می باشد.

شکل (2) بهبود عملکرد روش Capon را نسبت به روش delay-and-sum را نشان می دهد. شبیه سازی های کامپیوتری با استفاده از شش المان آرایه خطی یکنواخت با فاصله بین المانی نصف طول موج، نشان می دهد که روش Capon در میان سیگنال های رسیده در زوایای 90 و 100 عملکرد بهتری دارد.

اگر چه این روش در مقایسه با روش قبلی دقت بهتری دارد، ولی باز نقص هایی در آن دیده می شود. روش Capon هنگامیکه سیگنالهای دیگری که با سیگنال مطلوب همبسته باشند، وجود داشته باشند مردود است؛ چرا که از همبستگی موجود برای برای کاهش توان خروجی پردازشگر بدون خنثی سازی فضایی استفاده می کند. به عبارت دیگر مؤلفه های همبسته ممکن است در فرآیند مینیمم سازی

بنابراین اگر تخمینی از ماتریس خود همبستگی داشته باشیم و بردار های هدایت $a(f)$ را برای تمام f های مطلوب را بدانیم امکان تخمین توان خروجی بعنوان تابعی از AOA، را خواهیم داشت. توان خروجی بصورت تابعی از AOA اغلب بنام طیف فضایی شناخته می شود. در حقیقت DOA با تعیین پیک های طیف فضایی تعریف شده در معادله (4) تخمین زده می شود [1].

3- روش حداقل واریانس Capon

روش delay-and-sum در جهتی که قویترین بیم را داریم بهترین تخمین را نتیجه می دهد. به عبارت دیگر همه درجات آزادی موجود در آرایه در شکل دهی بیم در جهت مورد نظر، مورد نیاز است. این روش هنگامیکه فقط یک سیگنال موجود باشد خوب عمل می کند، اما هنگامیکه بیش از یک سیگنال داریم توان خروجی آرایه از سیگنال های نامطلوب در دیگر جهات نیز متأثر خواهد شد.

روش واریانس مینیمم Capon مشکل پایین بودن دقت روش قبلی را تا حدی حل کرده است. این روش مقداری (نه همه) از درجه آزادی را برای شکل دهی بیم در جهت مورد نظر را مورد استفاده قرار می دهد و به طور همزمان از درجه آزادی باقی مانده برای شکل دهی نقاط خنثی در جهت سیگنال های تداخل گر نیز استفاده می کند. این روش، سهم تداخل های نامطلوب را بوسیله مینیمم کردن توان خروجی کم می کند و گین را در جهت مذکور ثابت، یعنی یک، می کند:

$$\min_w E[|y(k)|^2] = \min_w w^H R_{uu} w \\ \text{subject to } w^H a(f_0) = 1 \quad (5)$$

بردار وزن به وسیله حل معادله (5) بدست می آید که اغلب وزن های شکل دهنده پاسخ اعوجاج واریانس مینیمم⁴ (MUDR) نامیده می شود، و در جهت مورد نظر، واریانس (توان متوسط) سیگنال خروجی را در هنگام عبور سیگنال های دریافتی، بدون هیچ اعوجاجی (شیفت فازی صفر و بهره واحد) می نیمم می شود. معادله (5) یک مشکل بهینه سازی محدود شده ای را که با استفاده از روش ضرب لاگرانژ حل می شود، را دارد. این تکنیک،

⁵ - Maximum Likelihood

⁴ Minimum Variance Distortionless Response

در موارد بسیاری، سیگنال دریافتی بر روی آرایه ای از حسگر ها به منظور یافتن مکان تشعشع جالب توجه می باشد. مسأله کلی در نظر گرفتن ماتریس کواریانس حسگرهایی با مکانهای دلخواه و خصوصیات جهتی (بهره، فاز و پلاریزاسیون) اختیاری در محیط نویز یا تداخل می باشد. در این بخش الگوریتم MUSIC شرح داده می شود.

عبارت طبقه بندی چندین سیگنال (MUSIC) جهت توصیف تکنیک های نظری و آزمایشی مربوط به تعیین پارامتر های شکل موجهای رسیده به آرایه آنتن، با استفاده از اندازه گیری های انجام شده روی سیگنال های دریافتی در المان های آرایه، مورد استفاده قرار می گیرد.

مدل داده MUSIC با استفاده از مفهوم بردارهای فضایی مختلط فرموله شده و ابزار جبری ماتریسی قوی ای به مساله اعمال می کند. این الگوریتم برای یافتن جهت سیگنال برخوردی به آرایه به یک جستجوی یک بعدی بر روی فضای مربوطه نیاز دارد (اگر هدف تنها یافتن سمت ورودی باشد). بنابراین در این جستجو دقت تخمین بدست آمده به میزان تفکیک پذیری پله های بکار رفته برای جاروب زوایا وابسته است. در این روش ماتریس کواریانس حسگرها با مکانهای دلخواه و خصوصیات جهتی (بهره، فاز و پلاریزاسیون) اختیاری در محیط نویز یا تداخل را تشکیل داده و با تعریف حد آستانه ای جهت جدا سازی زیر فضای نویز و سیگنال و سپس رسم تابع MUSIC بر حسب زاویه و جداسازی پیک های آن زوایای مورد نظر تخمین زده می شوند. لذا در مرحله اول مدل داده ورودی به آنتن آرایه ای را تشکیل و سپس ماتریس کواریانس را تعریف می کنیم [3].

موجهای دریافتی بر روی m المان آرایه، ترکیبات خطی از d موج برخوردی به همراه نویز می باشند. بنابراین، دیدگاه طبقه بندی چندین سیگنال با مدل زیر برای تعیین m بردار دریافتی x عبارتست از :

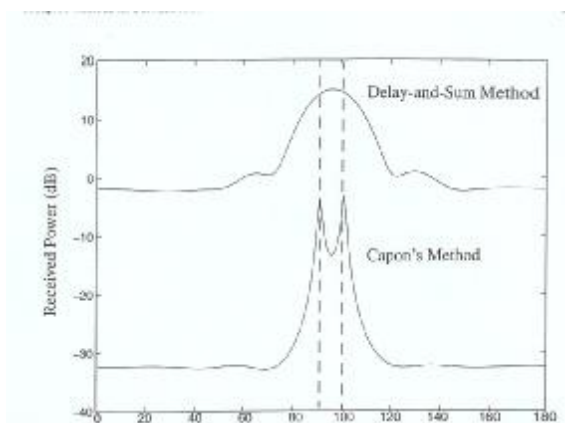
$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix} = [a(q_1) a(q_2) \cdots a(q_n)] \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$x = As + n$$

توان خروجی ترکیب شوند. همچنین روش Capon نیازمند محاسبه ماتریس معکوس است که برای آرایه های بزرگ کار دشواری است [1].

4- روش های زیر فضا برای تخمین DOA

اگر چه روش های بر پایه شکل دهی بیم کلاسیک مانند روش Capon معمولاً موفق هستند و بطور گسترده مورد استفاده قرار می گیرند، ولی این روش ها محدودیت های اساسی در دقت دارند. Kopp و Bienvenu و Schmit ساختار خیلی دقیق مدل داده را برای حالت آرایه های حسگر به فرم دلخواه را برای اولین بار نشان داده اند. اشمیت یک راه حل هندسی کاملی برای مشکل تخمین DOA در حضور نویز ارائه داده است و مفاهیم هندسی را برای بدست آوردن تقریب قابل قبول در حضور نویز بسط داده است. تکنیک پیشنهاد شده، الگوریتم دسته بندی سیگنال چندگانه⁶ (MUSIC) نامیده می شود. مفاهیم هندسی که MUSIC بر پایه آنها قرار گرفته است از الگوریتم های زیر فضا نشأت می گیرد. بعد از الگوریتم MUSIC الگوریتم ESPRIT⁷ بوسیله Roy و دیگران، روش minimum-norm توسط Kumareshan و tufts پیشنهاد شدند.



شکل (2): مقایسه دقت عملکرد میان روش های delay-and-sum و Capon

5- روش MUSIC

⁶ -Multiple Signal Classification

⁷ -Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance technique

اگر Q_N بصورت ماتریسی با ابعاد $(m \times n)$ (که n ستون آن ، بردارهای ویژه نویز) باشد، آنگاه [3]

$$P_{MU}(q) = \frac{1}{a^H(q) Q_n Q_n^H a(q)} \quad (14)$$

تابع MUSIC خوانده می شود که با برداشتن پیک های تابع مذکور زوایای مورد نظر تخمین زده می شوند. عملکرد H نیز ترانهاده مزدوج ماتریس می باشد [4].

6- الگوریتم ROOT-MUSIC

به خاطر ویژگی های بالای تفکیک پذیری الگوریتم MUSIC محققان زیادی بر روی این الگوریتم تحقیق کرده اند. اما مشکل عمده ای که می توان برای این الگوریتم بر شمرده (به جز ناکارآمدی در برابر سیگنال های همدوس)، نیاز الگوریتم مزبور به جستجو بر روی فضای مربوط به پارامتر تخمینی (DOA) می باشد. برای حل این مشکل الگوریتم ROOT-MUSIC مطرح شد.

فرض کنید ماتریس کواریانس حاصل از تجزیه ویژه حسگر ها این گونه باشد:

$$R = Q_s \Lambda_s Q_s^H + Q_n \Lambda_n Q_n^H \quad (15)$$

که ستون های Q_s بردار های ویژه سیگنال بوده (گاهی اوقات به آن فضای سیگنال می گویند)، ستون های Q_n بردار های ویژه نویز بوده (که گاهی اوقات به آن فضای نویز می گویند). بر پایه بردارهای ویژه ، روش های جهت یابی از ویژگی های تجزیه زیر استفاده می کنند :

$$\begin{aligned} A_n &= S^2 I_{m-d \times m-d}, \\ \Lambda_s &= \text{diag}(I_1, I_2, \dots, I_d), \\ I_1 &\geq I_2 \geq \dots \geq I_d \end{aligned} \quad (16)$$

با توجه به روابط فوق و این که :

$$Q_n^H A(q_i) = 0, \quad i = 1, \dots, d \quad (17)$$

حال با توجه به آنچه که در الگوریتم MUSIC گفته شد، می توان پارامترهای مورد نظر را تخمین زد.

فرض کنید که آرایه ای خطی یکنواخت با فاصله بین المانی Δ_0 وجود دارد، بطوریکه Λ_m المانی $A(q)$ این گونه باشد:

$$a_k(q) = e^{j2pk(\Delta_0/I) \sin q} \quad k = 1, \dots, m \quad (18)$$

سیگنال های برخوردی بر اساس دامنه و فاز در نقاط مرجع دلخواه (برای مثال مطابق مبدا سیستم)، توسط مقادیر مختلط s_1, s_2, \dots, s_n نمایش داده شده اند. همچنین نویز به صورت بردار مختلط n ظاهر می شود. همچنین $a(q)$ بردار هدایت نامیده می شود و به صورت زیر می باشد:

$$\begin{aligned} a(q) &= [1e^{-jf} \dots e^{-j(N-1)f}]^T \\ f &= (2p/I)d \cos q \end{aligned} \quad (9)$$

همچنین در کل المان های x و A ، مختلط می باشند. ستون λ ام A ، بردار حالت $a(q_j)$ پاسخ ها به جهت دریافت سیگنال λ ام، q_j ، می باشد. دانستن بردار حالت $a(q_1)$ معادل دانستن q_1 می باشد.

در حالت کلی، ماتریس کواریانس $m \times m$ بردار x ورودی عبارتست از:

$$\begin{aligned} R &= E\{x \times x^H\} = AE\{s \times s^H\}A^H + E\{n \times n^H\}, \\ R &= APA^H + I\Sigma_n \end{aligned} \quad (10)$$

با این فرض اصولی است که سیگنالهای برخوردی و نویز نا همبسته باشند. وقتی که تعداد موج های برخوردی d کمتر از تعداد المانهای آرایه باشد، بنابراین APA^H منفرد بوده ، که در نتیجه دارای درجه ای کمتر از m خواهد بود. بنابراین :

$$|APA^H| = |R - I\Sigma_n| = 0 \quad (11)$$

این رابطه تنها به ازای λ ای که برابر یکی از مقادیر ویژه R در متریک Σ_n باشد، برقرار است. اما، برای A ای با درجه کامل و P معین مثبت، APA^H معین غیر مثبت خواهد بود. بنابراین I ، می تواند تنها برابر کمترین مقدار ویژه (I_{\min}) باشد. بنابراین، هر ماتریس اندازه گیری شده $R = E\{x \times x^H\}$ را می توان این گونه نوشت:

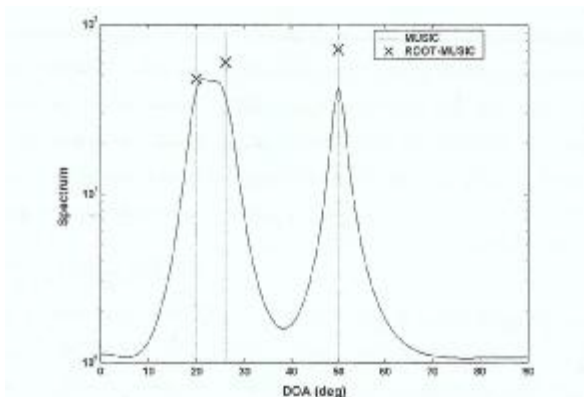
$$R = APA^H + I_{\min} \Sigma_n, \quad I_{\min} \geq 0 \quad (12)$$

که I_{\min} کمترین مقدار جواب $|R - I\Sigma_n| = 0$ است. توجه دارید در حالت ویژه ای که المانهای بردار نویز n دارای میانگین صفر و واریانس S^2 باشد: $I_{\min} = S^2 I$. همچنین تعداد سیگنال های برخوردی تخمین زده شده عبارتست از:

$$\hat{d} = m - \hat{n} \quad (13)$$

که \hat{n} برابر تعداد مقادیر ویژه ای است که از $I_{\min}(R, \Sigma_n)$ متفاوت است.

- آرایه خطی یکنواخت متشکل از ده حسگر با فاصله بین المانی نصف طول موج $\Delta_0 = \frac{\lambda}{2}$ در نظر گرفته شده.
 - تعداد سه منبع ناهمبسته با توان های برابر (و با سیگنال به نویز 0 dB) طوری به آرایه برخورد می کنند که دو تای آنها به یکدیگر نزدیک (تقریباً فاصله آنها از یکدیگر برابر 0/1 پهنای باند آرایه) باشند.
 - مسأله مربوط روی 100 آزمایش مستقل (مونت کارلو) میانگین گیری شده است.
 برای بدست آوردن تابع طیف MUSIC، برای جاروب کردن زاویه فضایی از بردار های هدایتی با پله های تفکیک پذیری 1 درجه استفاده شده است.



شکل (3): طیف MUSIC به همراه ریشه هایی از چند جمله ای که مربوط به زوایای صحیح منابع می باشند.

با توجه به تابع طیف بدست آمده از MUSIC مشاهده می شود که به ازای منابع منتشره نزدیک فضایی تنها یک قله وجود دارد، در حالی که با استفاده از روش ROOT-MUSIC هنوز ریشه های بدست آمده از تابع تعریف شده، مکانهای صحیح منابع را نشان می دهند. بنابراین شبیه سازی های مونت کارلو نشان می دهد که روش آرایه شده (بر اساس بردار های ویژه)، یعنی نسخه ریشه، دارای عملکرد تفکیک پذیری بهتری نسبت به نسخه طیف معمول دار می باشد.

توجه خود را به طیف "تمام قطب" جهت یابی با شکل زیر جلب کنید:

$$S(q) = \frac{1}{a^H(q)Ua(q)} \quad (19)$$

که U هرمیتی است. برای MUSIC، $U = \hat{Q}_n \hat{Q}_n^H$ ، می باشد. می توان مخرج کسر را این گونه نوشت:

$$S^{-1}(q) = \sum_{K=1}^m \sum_{L=1}^m e^{j2pk(\Delta_0/\lambda)\sin q} U_{kl} e^{j2pl(\Delta_0/\lambda)\sin q} \\ = \sum_{h=-m+1}^{m-1} a_h e^{j2pl(\Delta_0/\lambda)\sin q} \quad (20)$$

که a_l جمع تمام درایه ها در طول 1 امین قطر می باشد، یعنی:

$$a_l = \sum_{m=n=1} A_{mn} \quad (21)$$

اگر چند جمله ای زیر تشکیل شود:

$$D(z) = \sum_{l=-m+1}^{m-1} a_l z^{-l} \quad (22)$$

بنابراین ارزیابی طیف $S(q)$ معادل ارزیابی چند جمله ای $D(z)$ بر روی دایره واحد می باشد. می توان از ریشه های $D(z)$ به جای قله های $S(q)$ ، برای تخمین زاویه دریافتی استفاده کرد. واضح است که، قله های $S(q)$ مطابق با ریشه هایی از $D(z)$ بوده و نزدیک دایره واحد باشند، یعنی، ریشه های $D(z)$ در:

$$Z = Z_l = |Z_l| e^{j \arg(Z_l)} \quad (23)$$

که در نتیجه قله $S(q)$ در:

$$\sin(q) = \left(\frac{\lambda}{2p\Delta_0} \right) \arg(Z_l) \quad (24)$$

خواهد بود.

شکل (3)، طیف MUSIC و قطب های مربوط به آن (البته قطب هایی که محتوی زوایای صحیح منابع می باشند) را نشان می دهد. در این شکل، سه سیگنال با توان برابر وجود داشته، که دو تای آنها در فاصله نزدیکی قراردارند. خطوط عمودی مکان های صحیح منابع منتشره را نشان می دهد. شبیه سازی های انجام گرفته دارای مشخصات زیر است:

- تعداد نمونه های استفاده شده از سیگنال $N=30$ می باشد.

7- الگوریتم ESPRIT⁸

ایده اصلی پشت سر ESPRIT استخراج چرخش نامتغیر اصولی زیر فضای سیگنال القا شده توسط انتقال نامتغیر آرایه حسگر می باشد. زیر فضای سیگنال مناسب، فضایی است که دارای خروجی هایی از دو زیر آرایه توصیف شده Z_x و Z_y باشد. نمونه برداری همزمان از خروجی آرایه ها، به تشکیل دو دستگاه از بردارهای E_x و E_y منجر می شود، که زیر فضای سیگنال را بطور یکسان نگاشت می کند. (بطور ایده آل، نگاشتی از ستون های A می باشد).

الگوریتم ESPRIT بر اساس نتایج ذیل برای موردی که زیر فضای سیگنال 2m بعدی است، دارای خروجی شناخته شده ای شامل تمام آرایه می باشد. در نبود نویز، می توان زیر فضای سیگنال را همانطور که در قبل گفته شد (در MUSIC) توسط جمع کردن تعداد کافی از مقادیر اندازه گیری شده و یافتن دستگاهی متشکل از d بردار اندازه گیری مستقل خطی بدست آورد. این بردارها زیر فضای d بعدی از فضای m بعدی (\subset^m) نگاشت شده توسط \bar{A} ، را نتیجه می دهند. همچنین می توان زیر فضای سیگنال را با آگاهی از ماتریس کواریانس مقادیر اندازه گیری شده $R_{zz} = \bar{A} R_{ss} \bar{A}^H + S^2 \Sigma_n$ بدست آورد. همانطور که قبلاً بحث شد، اگر $d \leq m$ (فرضی که در ادامه کار مورد نیاز است) باشد، 2m-d کوچکترین مقادیر ویژه عمومی⁹ (R_{zz}, Σ_n) ، برای بدست آوردن $Q_s = \Sigma_n [q_1 | \dots | q_d]$ استفاده می شود، که $\Re\{Q_s\} = \Re\{\bar{A}\}$ زیر فضای سیگنال است.

از آنجایی که $\Re\{Q_s\} = \Re\{\bar{A}\}$ ، بایستی ماتریس یکتای غیر منفردی چون T (به یاد آورید که $d \leq m$)، وجود داشته باشد به طوری که :

$$Q_s = \bar{A} T \quad (25)$$

بعلاوه، ساختار نامتغیر آرایه توضیح می دهد که می توان Q_s را در داخل $Q_x \in \mathbb{C}^{m \times d}$ و $Q_y \in \mathbb{C}^{m \times d}$ (برای زیر آرایه های Z_y و Z_x) به این صورت تجزیه کرد:

$$Q_s = \begin{bmatrix} Q_x \\ Q_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AT \\ A\Phi T \end{bmatrix} \quad (26)$$

به آسانی می توان ملاحظه کرد که :

$$\{Q_x\} = \{Q_y\} = P\{A\} \quad (27)$$

از آنجایی که Q_x و Q_y ستون های فضا را بطور مشترک تقسیم می کنند، درجه

$$Q_{xy} = [Q_x | Q_y] \quad (28)$$

d بوده، که در نتیجه ماتریسی یکتا چون $F \in \mathbb{C}^{2d \times d}$ با درجه d وجود خواهد داشت به صورتی که

$$\begin{aligned} 0 &= [Q_x | Q_y] F = Q_x F_x + Q_y F_y \\ &= AT F_x + A\Phi F_y \end{aligned} \quad (29)$$

F نگاشت فضای نول ماتریس $[Q_x | Q_y]$ می باشد. ماتریسی به صورت زیر توصیف می شود:

$$y = -F_x [F_y]^{-1}, \quad (30)$$

می توان رابطه (29) را دوباره به صورت زیر مرتب کرد:

$$AT\Psi = A\Phi T \Rightarrow AT\Psi T^{-1} = A\Phi \quad (31)$$

فرض کنید که A دارای درجه کامل باشد، در نتیجه:

$$T\Psi^{-1}T = \Phi \quad (32)$$

بنابراین، مقادیر ویژه Ψ باید برابر المان های قطر Φ ، و ستون های T بردارهای ویژه Ψ باشد. این رابطه کلیدی در توسعه ESPRIT بوده و ویژگی آن می باشد. پارامترهای سیگنال بصورت توابعی غیر خطی از مقادیر ویژه عملگر Ψ که نگاشتی (چرخشی) از دستگاه بردارهای (Q_x) بوده، بدست می آیند، که زیر فضای سیگنالی m بعدی را در داخل (Q_y) نگاشت می کند [1].

8- تخمین DOA تحت شرایط سیگنال

همدوس

همانطوری که قبلاً اشاره شد الگوریتم MUSIC تحت این فرض که سیگنال های تماسی در آرایه بطور کامل همدوس و همبسته نباشند، کار می کند. تنها تحت شرایط ناهمبسته ای که ماتریس کواریانس منبع R_{ss} در درجه کامل باشد، ماتریس MUSIC کارآمد خواهد بود. و نیز این اساس تجزیه ویژه MUSIC است. عملکرد الگوریتم MUSIC در محیط های سیگنالی با همبستگی بالا و همدوسی کامل، هنگامیکه انتشار چند مسیر باعث ایجاد گونه های مشابهی

⁸ - Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques

⁹ - Generalize Eigen Value

که $F^{(k)}$ توان k امین ماتریس قطری است:

$$F = \text{diag}\{\exp(jb\cos f_0), \dots, \exp(jb\cos f_{D-1})\} \quad (34)$$

ماتریس کوواریانس k امین زیر آرایه پیشرو طبق معادله زیر بدست می آید:

$$R_k^f = AF^{(k-1)}R_{ss}F^{H(k-1)}A^H + S_n^2I \quad (35)$$

$L=M-P+1$ تعداد زیر آرایه است. حال با جایگذاری (34) در (35) بدست می آوریم:

$$R^f = A \left(\frac{1}{L} \sum_{K=0}^{L-1} F^{(K-1)} R_{ss}^f (F^{(K-1)})^H \right) A^H + S_n^2 I \quad (36)$$

که R_{ss}^f ماتریس کوواریانس اصلاح شده سیگنال ها است و لذا رابطه زیر بدست می آید:

$$R_{ss}^f = \frac{1}{L} \sum F^{(K-1)} R_{ss} (F^{(K-1)})^2 \quad (37)$$

برای $L \geq D$ ، علی رغم همدوس بودن سیگنال ها ماتریس کواریانس R_{ss}^f غیر منفرد است.

هزینه پرداختی برای آشکارسازی سیگنال های همدوس که از هموارسازی فضایی متوسط پیشرو استفاده می کند، کاهش دهانه آرایه است. M المان آرایه تنها می تواند $M/2$ سیگنال همدوس که از الگوریتم MUSIC با هموارسازی متوسط فضایی پیشرو استفاده می کند، را آشکار سازد. در حالیکه با استفاده از MUSIC قراردادی $M-1$ سیگنال غیر همدوس قابل آشکارسازی است [5].

شکل (4) مقایسه میان روش های MUSIC قراردادی و MUSIC با هموارسازی فضایی پیشرو را در محیط سیگنالی چند مسیره همدوس را نشان می دهد. شبیه سازی ها با 3 سیگنال همدوس مماسی در آرایه یکنواخت خطی 6 المانه با زوایای 60 و 90 و 120 درجه را نشان می دهد که روش MUSIC در آشکارسازی سیگنال ها کاملاً مردود است، درحالی که پردازش هموارسازی فضایی، سیگنال ها را بطور واضح آشکار کرده است.

از سیگنال دریافت شده در طول دوره سمبل یا چیپ می شود، به طور شدیدی کاهش می یابد. بهبود های زیادی برای الگوریتم های MUSIC پیشنهاد شده اند که در حضور سیگنال های همدوس نیز عملکرد بهتری داشته باشد. بسیاری از این روش ها شامل بهبود و اصلاح در پیش پردازش ماتریس کواریانس است که روش هموار سازی فضایی¹⁰ نامیده می شود. یک روش هموارسازی فضایی توسط اوانت و دیگران پیشنهاد و توسط شان بیشتر بسط داده شد و بر مبنای متوسط گیری ماتریس آرایه های همپوشیده¹¹ یکسان قرار گرفته است. در این روش آرایه ای از المان های یکسان را با ساختار پرودیگ که بطور یکنواخت و خطی از هم جدا شده اند، را نیز داریم. یک روش هموارسازی فضایی وقتی که بوسیله تاکاوا و کیکوما پیشنهاد شده و برای حذف تداخل در محیط های چندمسیره مناسب است. شکل های دیگر روش هموارسازی فضایی توسط هابر و زولتوسکی پیشنهاد شدند که شامل ساختار آرایه یکنواخت متحرک و در طول فاصله زمانی در تخمین کواریانس است. یک تکنیک مشابه بر پایه آرایه متحرک بوسیله لی و کامپتون پیشنهاد شد. روش های هموارسازی فضایی همیشه محدودیت هایی را بر روی نوع و ساختار آرایه تحمیل می کنند. در حالت کلی، آشکارسازی سیگنال همدوس شامل استفاده از تحقیقات چند بعدی تمام ترکیبات خطی بردارهای هدایت، جهت یافتن خاصیت متعامد بودن برای زیر فضای نویز است.

8-1- روش های هموارسازی فضایی

ایده پشت سر روش هموارسازی فضایی پیشنهاد شده توسط اوانتس و دیگران این بود که آرایه یکنواخت خطی با M حسگر یکسان به زیر آرایه های پیشرو¹² همپوشیده اندازه P ، به گونه ای که المان های حسگر $\{0, \dots, p-1\}$ زیر آرایه پیشرو اولی را شکل دهی می کنند و حسگرهای $\{1, \dots, p\}$ زیر آرایه پیشرو دومی را شکل دهی می کنند و فرض کنید که $u_k(t)$ بردار دریافت شده سیگنال ها در k امین زیر آرایه پیشرو باشد، سیگنال های دریافت شده در هر زیر آرایه را بصورت زیر مدل می کنیم:

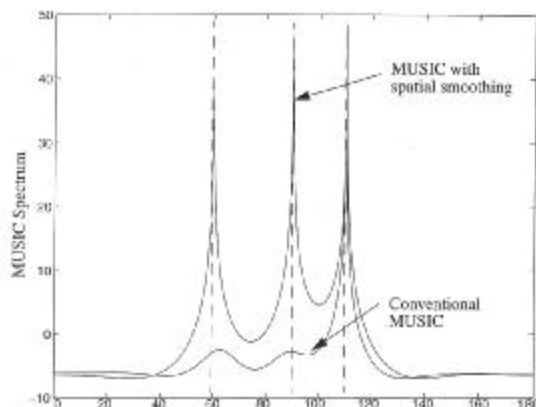
$$u_k^f(t) = AF^{(k-1)}s(t) + n_k(k) \quad (33)$$

¹⁰ -Spatial smoothing

¹¹ -Overlapping

¹² -forward Subarray

[5] E. M. Al-Ardi, R. M. Shubair, and M. E. Al-Mualla, "Computationally Efficient DOA Estimation in a Multipath Environment Using Covariance Differencing and Iterative Spatial Smoothing," IEEE 2005.



شکل (4): مقایسه میان روش MUSIC با و یا بدون متوسط گیری
پسرو (پیشرو) در سیگنالهای چند مسیره همدوس

9- نتیجه گیری

در یک تقسیم بندی دیگری می توان الگوریتم های DOA را به دو گروه که مختص تشخیص و تخمین سیگنال های همدوس و ناهمدوس می باشند تقسیم کرد. لذا الگوریتم هایی مانند MUSIC, ML, ROOT-MUSIC, ESPEIT, ... در گروه اول که در تخمین سیگنال های ناهمدوس و ناهمبسته موفق عمل می کنند، قرار می گیرند. همچنین الگوریتم هایی مانند هموارسازی فضایی نیز در گروه دوم هستند. این مطلب را می توان در شبیه سازی ها مخصوصا در شکل (4) که ناکارآمدی MUSIC را در تشخیص سیگنال های همبسته در زوایای 60 و 90 می توان دید، زاویه 120 بوسیله هر دو الگوریتم که یک سیگنال ناهمدوس است به خوبی تخمین زده شده است.

10- منابع

- [1] C. liberti, Rappaport, "Smart Antenna in CDMA, IS-95", John Wiley& Sons 2002
- [2] F. A. Belhoud, R. M. Shubair and M. E. Al-Mualla, "Modelling and performance analysis of DOA estimation adaptive signal processing arrays, " IEEE , ETISALAT , ICECS-2003
- [3] R. S. Kawitkar and D. G. Wakde, " An approach for MUSIC Algorithm in Smart Antenna System, " IEEE International Workshop on Antenna Technology., IEEE 2005.
- [4] A. Alberto D. Amico, U. Mengali, L. Fellow, " DOA and Channel Paramet Estimation for Wideband CDMA systems" IEEE Trans. 2004