

تخمین همزمان زاویه ورود و فاصله سیگنال های باند باریک با استفاده از آنتن های آرایه ای

محسن عابدینی

هیئت علمی گروه برق، دانشکده برق، واحد سوادکوه شمالی، دانشگاه آزاد اسلامی سوادکوه، ایران

چکیده

تخمین همزمان فاصله و زاویه تشعشع کننده های نزدیک معمولاً نیازمند جستجوی چند بعدی است. در این مقاله ما یک الگوریتم برای بهبود مکان عناصر آرایه های ارائه می کنیم که از قبل طبق قاعده ای خاص و یا به طور تصادفی چیده شده اند. در واقع در روش ما هر یک از عناصر در همان راستای قبلی، یعنی با حفظ فاصله عمودی با هر یک از منابع، برای رسیدن به آرایشی که حداقل CRB را داراست، جابه جا می شود. عملکرد الگوریتم پیشنهادی با استفاده از شبیه سازی نشان داده شده و مقدار CRB قبل و بعد استفاده از این روش مقایسه شده است.

واژه های کلیدی: CRB، آرایه های خطی، زاویه ورود، شکاف آرایه، مکان عناصر.

۱- مقدمه

یافتن زاویه معمولاً تحت این مفروضات که منابع سیگنال دور از آرایه قرار دارند صورت می‌پذیرد و بنابراین جبهه موج در نزدیکی شکاف آرایه به صورت صفحه‌ای است. فرض نمایید فاصله دور را با R_0 مشخص نماییم به طوری که فاصله بزرگ‌ترین انحراف جبهه موج از موج صفحه‌ای در طول آرایه برابر l طول موج است.

بنابراین واضح است که $RO \approx D^2/8l$ ، که در آن D شکاف آرایه بر حسب طول موج است و R_0 نیز بر حسب واحدهای طول موج داده می‌شود. با انتخاب $L = \frac{1}{8}$ داریم $R_0 = D^2$. برای آرایه‌هایی با شکاف کوچک، R_0 نسبتاً کوچک است و فرض دور بودن مناسب است. اما برای آرایه‌هایی با شکاف بزرگ، که به طور مثال در سیستم‌های سونار (که D از مرتبه چند ده تا است) استفاده شده است، منابع معمولاً در نزدیکی واقع شده است. تخمین زاویه برای منابع نزدیک نیاز به تخمین همزمان زاویه و فاصله دارد. زیرا انحنای جبهه موج قابل چشم‌پوشی نیست. این تخمین معمولاً نیازمند یک جستجوی چند بعدی است.

کارهای صورت گرفته پیشین را می‌توان در (ویس و فرایندلر ۲۰۰۸)^۱، (استارر ونهورای ۲۰۱۰)^۲ و (کولینز ۲۰۰۹)^۳ مشاهده کرد. (استارر ونهورای ۲۰۱۰) یک الگوریتم بر پایه تعقیب مسیر را توسعه دادند. این الگوریتم به آرایه‌های خطی یکنواخت و منابعی که در ناحیه Fresnel واقع هستند محدود می‌شود. این ناحیه بین موارد نزدیک (که جبهه‌های موج کروی هستند) و موارد دور (که جبهه‌های موج را می‌توان به صورت صفحه‌ای تقریب زد) در نظر گرفته می‌شود. (کولینز ۲۰۰۹) الگوریتمی تحلیلی شبیه‌سازی شده‌ای را برای حل مسأله تخمین فاصله و زاویه پیشنهاد کرد. الگوریتم وی نیز به آرایه‌های خطی یکنواخت محدود می‌شود.

کارهای (برونز ۱۹۸۸)^۴ - (فرایندلر ۲۰۰۶)^۵ نیز روی تبدیل مسأله جستجوی یک بعدی به ریشه‌یابی چند جمله‌ای در موارد مختلف متمرکز شده است. در این مقاله ما به دنبال ارائه یک چیدمان نیستیم، بلکه کار اساسی ما تغییر مکان عناصر در یک آرایه مفروض است. به نحوی که هر یک از عناصر در همان راستای قبلی، یعنی با حفظ فاصله عمودی با هر یک از منابع، برای رسیدن به آرایشی که حداقل CRB^۶ را داراست جابه‌جا می‌شوند.

۲. فرمولاسیون مسأله

N منبع تشعشع کننده را در نظر بگیرید. که شامل M سنسور آرایه دلخواه است. سیگنال در خروجی سنسور m ام می‌تواند به صورت زیر مدل شود

$$\mathbf{x}_m(t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{s}_n(t - \tau_{mn}) + \mathbf{v}_m(t) \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

1 A. J. Weiss, and B. Friedlander 2008

2 D. Starer and A. Nehorai 2010

3 M. D. Collins 2009

4 T. P. Bronez 1998

5 B. Friedlander, and A. J. Weiss 2006

6 Cramer-Rao Bound

که $\{S_n(t)\}_{n=1}^N$ سیگنال‌های تشعشع شده است و $\{V_m(t)\}_{m=1}^M$ شکل موج‌های نمونه از فرآیندهای نویزی جمع‌شونده و T فاصله مشاهده است. پارامتر τ_{mn} تأخیرهای مرتبط با پخش زمانی سیگنال از منبع n تا سنسور m است. این پارامترها مد نظر هستند زیرا آنها شامل اطلاعاتی در مورد محل منبع نسبت به آرایه‌اند. فرض می‌نماییم که سیگنال‌ها باند باریک هستند که در این حالت برای تبدیل فوریه سیگنال‌های حوزه زمان مناسبند و مطابق با فرکانس سیگنال روی ضرب فوریه عمل می‌کنند. با اعمال ضرب فوریه مناسب روی (۱) داریم

$$(2) \quad X_m(j) = \sum_{n=1}^N e^{-j\omega_0 \tau_{mn}} s_n(j) + V_m(j)$$

که در آن $S_n(j)$ و $V_m(j)$ به ترتیب ضرائب سری فوریه $s_n(t)$ و $v_m(t)$ هستند. اندیس j مبین تعداد لحظات دیدن است. معادله (۲) با استفاده از نمادگذاری برداری می‌تواند به صورت زیر بیان شود:

$$(3) \quad \mathbf{X}(j) = \mathbf{A}\mathbf{S}(j) + \mathbf{V}(j)$$

که در آن داریم:

$$\mathbf{X}(j) = [X_1(j), X_2(j), \dots, X_M(j)]^T$$

$$\mathbf{S}(j) = [S_1(j), S_2(j), \dots, S_N(j)]^T$$

$$\mathbf{V}(j) = [V_1(j), V_2(j), \dots, V_M(j)]^T$$

به منظور سادگی بیان فرض می‌نماییم که سنسورها و منابع روی یک صفحه مشترک قرار دارند. در این مورد داریم

$$(4) \quad \tau_{mn} = \frac{1}{c} r_n \left[1 + \left(\frac{p_m}{r_n} \right)^2 - 2 \frac{p_m}{r_n} \cos(\theta_n - \phi_m) \right]$$

که c سرعت انتشار، r_n و θ_n فاصله و زاویه منبع n ام هستند و p_m و ϕ_m مختصات قطبی سنسور m ام هستند. مسأله‌ای که در این جا نشان می‌دهیم تخمین $\{r_n, \theta_n\}_{n=1}^N$ از روی دیتای $\{X(j)\}_{j=1}^N$ است. قبل از این که تکنیک تخمین مان را شرح دهیم، ماتریس‌های کواریانس زیر را تعریف می‌نماییم:

$$\mathbf{R}_S = \mathbf{E}\{ \mathbf{S}(j)\mathbf{S}^H(j) \}$$

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{E} \{ \mathbf{V}(j) \mathbf{V}^H(j) \} \quad (6)$$

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{E} \{ \mathbf{X}(j) \mathbf{V}^H(j) \} = \mathbf{A} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H + \mathbf{R}_n \quad (7)$$

برای سادگی بیان فرض می‌نماییم که

$$(8)$$

$$\mathbf{R}_n = \eta \mathbf{I}$$

همچنین از ماتریس کواریانس نمونه زیر به عنوان یک تخمین از R_x بهره می‌بریم

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{N_s} \sum_{j=1}^{N_s} \mathbf{X}(j) \mathbf{X}^H(j) \quad (9)$$

۳. Cramer Rao Bound

در این قسمت CRB را برای تخمین زاویه ورود N منبع مشاهده شده به وسیله M عنصر را به طور خلاصه آورده‌ایم. در مورد روش تخمین پیشنهادی، یک آرایه M عنصری می‌تواند حداکثر $M-1$ منبع را تفکیک کند. بنابراین نیاز است که $N < M$ باشد.

CRB (استارر ونهورای ۲۰۱۰) یک کران پائین روی ماتریس کواریانس هر تخمین‌گر نااریب می‌دهد. به عبارت دیگر تفاضل بین کواریانس و CRB یک ماتریس نیمه محدود مثبت است. انتظار می‌رود که CRB یک پیش‌گوی مناسب عملکرد تخمین برای مقادیر بزرگ N_s باشد (یعنی تعداد زیاد لحظات مشاهده). در حقیقت تحت شرایط منظم بودن نرم، تخمین‌گر حداکثر شبیه‌نمایی به طور مجانبی به CRB میل می‌کند (با میل کردن تعداد لحظات دید به بی‌نهایت).

با تعداد N_s نمونه مفروض مستقل از فرایند گوسی x که دارای میانگین صفر است و از نظر آماری وابسته به بردار پارامتر \mathbf{P} می‌باشد، درایه‌های ماتریس اطلاعات فیشر (FIM) به صورت زیر در دست است

$$F_{mn} = N_s \cdot \text{tr} \left\{ \mathbf{R}_x^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}_x}{\partial P_m} \mathbf{R}_x^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}_x}{\partial P_n} \right\} \quad (10)$$

که در آن R_x ماتریس کواریانس x است. CRB برابر با عکس $F = [F_{mn}]$ (وان تریز ۲۰۱۲)^۱ است.

¹ H. L. Van Trees 2012

در نتیجه معمولاً FIM و CRB را برای $N_s = 1$ محاسبه خواهیم کرد. نتایج برای $N_s > 1$ معمولاً می‌تواند با تقسیم مقادیر CRB بر N_s ، یا با تقسیم انحراف معیار (ریشه دوم CRB) بر $\sqrt{N_s}$ به دست آید. از (۷) رابطه زیر را به دست می‌آوریم.

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{A} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H + \eta \mathbf{I} \quad (11)$$

که در آن R ماتریس کواریانس سیگنال و $\eta \cdot \mathbf{I}$ ماتریس کواریانس نویز است. فرض می‌نماییم که سیگنال‌ها و نویز گوسی ناهمبسته هستند. با این وجود سیگنال‌ها ممکن است همبسته و یا حتی کوهرنت (کاملاً همبسته) باشند. ما بردار پارامترمان را به صورت زیر تعریف می‌نماییم

$$\mathbf{P} = [\underline{\theta}^T, \underline{r}^T, \underline{\mu}^T, \mathbf{V}]^T \quad (12)$$

که در آن $\underline{\theta}$ بردار زوایای ورود N سیگنال، \underline{r} بردارهای منطبق فواصل N منبع و $\underline{\mu}$ بردار پارامتری است که درایه‌های R_s را مشخص می‌نماید. FIM می‌تواند به دو بلوک افزاز شود که هر بلوک با یک یا دو بردار پارامتری در \mathbf{P} مرتبط است. نشان خواهیم داد که این بلوک‌ها به صورت زیر هستند

$$\mathbf{F}_{\underline{\alpha}\underline{\beta}} = 2\text{Re} \left\{ (\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{A} \mathbf{R}_s) \times (\dot{\mathbf{A}}_{\underline{\beta}}^H \mathbf{R}_x^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\underline{\alpha}}^H)^T + (\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}_x^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\underline{\beta}}) \times (\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}_x^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\underline{\alpha}})^T \right\} \quad (13)$$

$$\mathbf{F}_{\underline{\alpha}\underline{\mu}} = \mathbf{Q}_4 = \left\{ (\mathbf{A}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{A} \mathbf{R}_s)^T \otimes (\dot{\mathbf{A}}_{\underline{\alpha}}^H \mathbf{R}_x^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\underline{\alpha}}) = (\mathbf{A}^H \mathbf{R}_x^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\underline{\alpha}})^T \times (\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}_x^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\underline{\alpha}}) \right\} \mathbf{Q}_t^H \quad (14)$$

$$\mathbf{F}_{\underline{\alpha}\mathbf{V}} = 2\text{Re} \{ \text{diag}(\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}_x^{-2} \dot{\mathbf{A}}_{\underline{\alpha}}) \} \quad (15)$$

$$\mathbf{F}_{\underline{\mu}\underline{\mu}} = \mathbf{Q}_t [(A^H R_x^{-1} A)^* \otimes (A^H R_x^{-1} A)] \mathbf{Q}_t^H \quad (16)$$

$$\mathbf{F}_{\underline{\mu}\mathbf{V}} = \mathbf{Q}_t [(R_x^{-1} A)^T \otimes (R_x^{-1} A)^H] \mathbf{I}(\cdot) \quad (17)$$

$$\mathbf{F}_{\mathbf{V}\mathbf{V}} = \text{tr} \{ \mathbf{R}_x^{-2} \} \quad (18)$$

که در این جا $\underline{\alpha}$ و $\underline{\beta}$ می‌تواند هر یک از دو بردار پارامتری $\underline{\theta}$ و \underline{r} باشد. علامت \times بیانگر ضرب Hadamard دو ماتریس است (یعنی ضرب عنصر به عنصر). علامت \otimes نیز نشان‌دهنده ضرب Kronecker می‌باشد را برای تعریف این نوع ضرب

مشاهده نمایید). $B(\cdot)$ بیانگر برداری شامل الحاق ستون‌های ماتریس است و $diag\{B\}$ بردار ستونی شامل عناصر قطری ماتریس B است. عملگرهای $(\cdot)^H$ و $(\cdot)^*$ ، $(\cdot)^T$ به ترتیب نشان‌دهنده ترانپوز، مزدوج مختلط و ترانپوز مزدوج مختلط هستند. در نهایت Q_4 و Q_t ماتریس‌های ثابت هستند و

$$\dot{A}_{\underline{\alpha}} = \sum_{n=1}^N \frac{\partial A}{\partial \underline{\alpha}_n} \quad (19)$$

مشق‌های مورد نیاز در رابطه بالا به صورت زیر هستند

(۲۰)

$$\frac{\partial A_{mk}}{\partial \theta_n} = - \frac{\delta_{knj} (\omega_0/c) A_{mk} \rho_m r_n \sin(\theta_n - \varphi_m)}{[r_n^2 + \rho_m^2 - 2\rho_m r_n \cos(\theta_n - \varphi_m)]^{1/2}}$$

(۲۱)

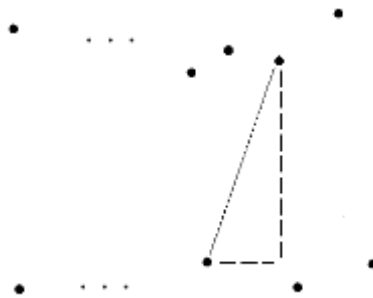
$$\frac{\partial A_{mk}}{\partial r_n} = - \frac{\partial A_{mk}}{\partial \theta_n} \frac{(r_n - \rho_m \cos(\theta_n - \varphi_m))}{(\rho_m r_n \sin(\theta_n - \varphi_m))}$$

معادلات (۱۳) تا (۱۸) یک فرم بسته از فرمول‌ها برای محاسبه CRB به دست می‌دهند.

۴. یافتن چیدمان بهینه برای حداقل کردن CRB

برای یافتن چیدمان بهینه برای حداقل کردن CRB از فن زیر استفاده می‌کنیم:

فن ۱: در یک ماتریس متقارن اگر اعضا در عددی ضرب شوند، در ماتریس وارون بر همان عدد تقسیم می‌شوند.



شکل (۱): چیدمان دلخواه آرایه و منابع

پس برای کوچک شدن CRB باید FIM بزرگتر شود. از آن جا که درایه‌های FIM همگی شامل R_x^{-2} هستند، یعنی در این عدد ضرب می‌شوند، پس برای بزرگ‌تر شدن FIM، R_x^{-2} می‌باید افزایش یابد و برای افزایش این عامل دترمینان R_x باید کوچک شود. می‌دانیم که (فرایدلندر ۲۰۰۶)

(۲۲)

$$|\det(\mathbf{A})|_{abs} \leq \left\{ \max |a_{ij}|_{abs} \right\}^m m^{m/2}$$

با استفاده از رابطه فوق و بدون آن که خللی در کلیت مسأله به وجود آید می‌توان بزرگ‌ترین درایه R_x را همان عنصر k ام در نظر گرفت. به بیان دیگر می‌توان شماره k را به عنصری با قوی‌ترین سیگنال دریافتی اختصاص داد. ضمناً فرض می‌نماییم که تمام عناصر دارای شدت سیگنال دریافتی تقریباً یکسانی هستند.

(۲۳)

$$|\det \mathbf{R}_x|_{abs} \leq \{E\{\mathbf{X}_k(j)\mathbf{X}_k^*(j)\}\}^m m^{m/2} = (|\mathbf{X}_k(j)|^2)^m m^{m/2}$$

(۲۴)

$$|\mathbf{X}_k(j)|^2 = \left| \sum_{n=1}^N \mathbf{S}_n(j) (\cos \omega_0 \tau_{kn} + j \sin \omega_0 \tau_{kn}) \right|^2$$

$$\left| \sum_{n=1}^N (\mathbf{S}_n(j) \cos \omega_0 \tau_{kn}) + j \sum_{n=1}^N (\mathbf{S}_n(j) \sin \omega_0 \tau_{kn}) \right|^2$$

$$\left(\sum_{n=1}^N (\mathbf{S}_n(j) \cos \omega_0 \tau_{kn}) \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^N (\mathbf{S}_n(j) \sin \omega_0 \tau_{kn}) \right)^2$$

از آن جا که $S_n(j)$ ها به مشخصات منبع مربوطند، پس نقشی در حداقل کردن دترمینان ندارند. پس:

(۲۵)

$$|\mathbf{X}_k(j)|^2 = \left(\mathbf{S}_k(j) \sum_{n=1}^N \cos \omega_0 \tau_{kn} \right)^2 + \left(\mathbf{S}_k(j) \sum_{n=1}^N \sin \omega_0 \tau_{kn} \right)^2 = \mathbf{S}_k^2(j) \{G + F\}$$

که در آن

$$G = \left(\sum_{n=1}^N \cos \omega_0 \tau_{kn} \right)^2$$

$$F = \left(\sum_{n=1}^N \sin \omega_0 \tau_{kn} \right)^2$$

حال باید کاری کنیم که حاصل جمع $G + F$ حداقل شود. با توجه به شکل (۱) داریم

$$\sin \varphi_{kn} = \frac{H_{kn}}{C \tau_{kn}} \quad (26)$$

$$\tau_{kn} = \frac{H}{C \sin \varphi_{kn}} \quad (27)$$

که در آن C سرعت انتقال سیگنال در محیط می‌باشد. در نتیجه داریم:

$$G + F = \left\{ \left(\sum_{n=1}^N \cos T_n \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^N \sin T_n \right)^2 \right\} \quad (28)$$

که در آن

$$T_n = \frac{g}{\sin \varphi_{kn}}$$

$$g = \frac{\omega_0 H_{kn}}{C}$$

پس (۲۹)

$$\begin{aligned} G + F &= (\cos T_1 + \cos T_2 + \dots + \cos T_N)^2 + (\sin T_1 + \sin T_2 + \dots + \sin T_N)^2 \\ &= \cos^2 T_1 + \cos^2 T_2 + \dots + \cos^2 T_N + \sin^2 T_1 + \sin^2 T_2 + \dots + \sin^2 T_N \\ &\quad + 2\cos T_1 \cos T_2 + \dots + 2\cos T_{N-1} \cos T_N + 2\sin T_1 \sin T_2 + \dots + 2\sin T_{N-1} \sin T_N \\ &= N + 2(\cos T_1 \cos T_2 + \dots + \cos T_{N-1} \cos T_N + \sin T_1 \sin T_2 + \dots + \sin T_{N-1} \sin T_N) \end{aligned}$$

حال باید رابطه فوق را حداقل کنیم.

فن ۲: حداقل یک رابطه متشکل از حاصلجمع ضرب دو به دو سینوسی و ضرب دو به دو کسینوسی چند زاویه هنگامی رخ می‌دهد که زوایا در حالتی که تعدادشان زوج است به طور برابر و در موردی که تعدادشان زوج است با یک اختلاف، صفر و $\frac{\pi}{2}$ باشند.

منظور لم بالا این است که آرگومان‌های T_i باید به طور برابر صفر و $\frac{\pi}{2}$ باشند. یعنی تعداد $\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor$ از T_i ها باید برابر صفر و همین تعداد هم باید $\frac{\pi}{2}$ باشند. در حالتی هم N فرد باشد، تعداد صفرها یا $\frac{\pi}{2}$ ها یک واحد بزرگ‌تر است که بزرگ‌تر بودن هر کدام در نتیجه نهایی تأثیر کاملاً مشابهی دارد. پس با انجام یک سری عبارات ساده جبری و دانستن این که $\omega_0 = 2\pi f_0$ داریم

(۳۰)

$$Q_{ki} = \text{arc sin} \frac{2mf_0 H_{ki}}{c}$$

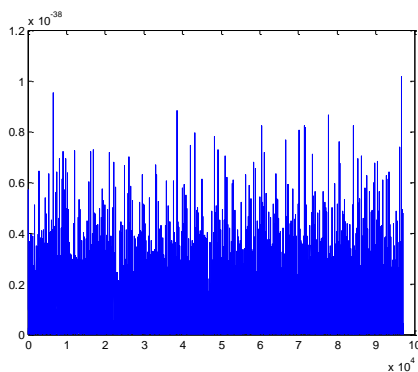
(۳۱)

$$Q_{k(i+1)} = \text{arc sin} \frac{4f_0 H_{k(i+1)}}{c}$$

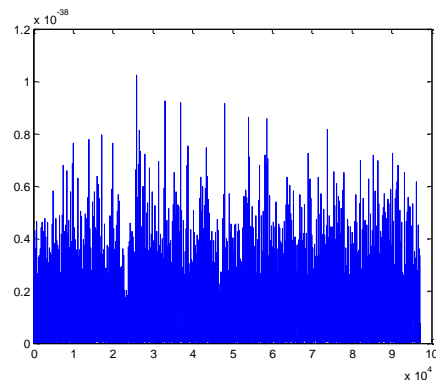
که در آن m عددی است که هر چه بزرگ‌تر باشد تخمین و تعیین مکان آرایه‌ها دقیق‌تر است. در واقع به این دلیل که صفر بودن T_i ها مبین حالت معناداری نیست، آن را برابر عدد کوچکی نظیر m در نظر می‌گیریم.

درست است که نتیجه به دست آمده برای تعیین مکان عنصری از آرایه است که دارای قوی‌ترین سیگنال دریافتی است اما اگر بتوان تمام عناصر آرایه را طوری در نظر گرفت که تقریباً دارای شدت یکسانی باشند می‌توان با این روش مکان تمام عناصر را به دست آورد.

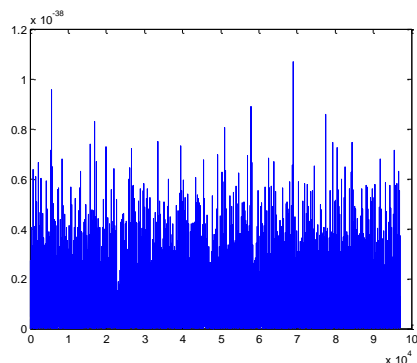
۵- نمونه ای از شبیه سازی و محاسبات عددی



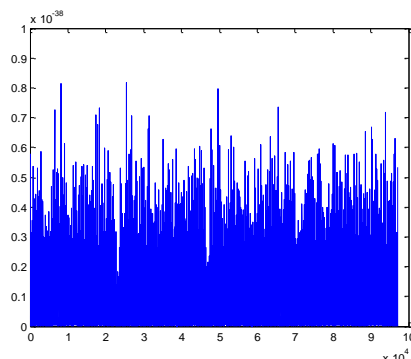
شکل (۳): تغییر φ_{11} و φ_{12} از ۰ تا ۹۰ و φ_{13}



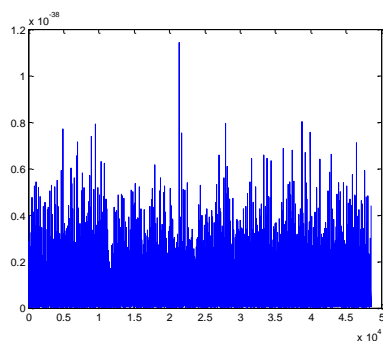
شکل (۲): تغییر φ_{11} و φ_{12} از ۰ تا ۹۰ و φ_{13} از ۰ تا ۱۲ درجه از ۱۳ تا ۲۴ درجه



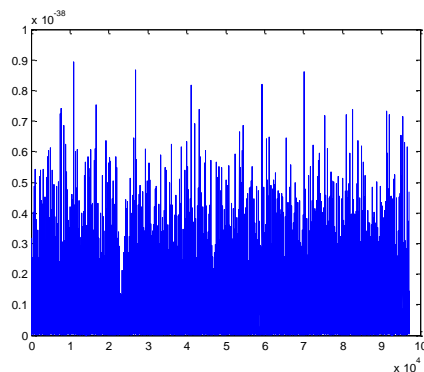
شکل (۵): تغییر $\varphi_{12}\varphi_{11}$ از ۰ تا ۹۰ و φ_{13} از



شکل (۴): تغییر $\varphi_{12}\varphi_{11}$ از ۰ تا ۹۰ و φ_{13} از ۳۶ تا ۳۵ درجه
۳۷ تا ۴۸ درجه



شکل (۷): تغییر $\varphi_{12}\varphi_{11}$ از ۰ تا ۹۰ و φ_{13} از



شکل (۶): تغییر $\varphi_{12}\varphi_{11}$ از ۰ تا ۹۰ و φ_{13} از ۷۳ تا ۸۴ درجه
۸۵ تا ۹۰ درجه

۶- نتیجه گیری

در این مقاله الگوریتمی برای بهبود موقعیت عناصر آرایه که براساس برخی از قوانین خاص یا به صورت تصادفی طراحی شده است، ارائه گردیده است. در روش ارائه شده حرکت هر عنصر در همان مسیر قبلی می باشد. به عنوان مثال، نگه داشتن فاصله عمودی با هر منبع، برای رسیدن به حداقل میزان CRB است. با تکنیک شبیه سازی و استفاده از ماتریس کواریانس، سیگنال ها قبل و بعد از استفاده از این روش مقایسه شده است.

مراجع

1. J. Barabell, "Improving the resolution performance of eigenstructure based direction-finding algorithms," in *Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1983.
2. J. Weiss, and B. Friedlander, "Range and Bearing Estimation using polynomial rooting," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 18, no. 2, Apr 2008.
3. *and Signal Processing*, pp. 3305-3308, May 2012
4. Friedlander, and A. J. Weiss, "A direction finding algorithm for diversely polarized arrays," *Digital Signal Processing*, vol. 2, pp. 123-134, July 2006
5. Starer and A. Nehorai, "Path-following algorithm for passive localization of near-field sources," in *Proc. IEEE 5th ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling*, Oct. 2010.
6. H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I*. New York: Wiley, 2012.
7. L. Withers, "Piecewise root-music," in *Proc. Int. Conf: Acoustics. Speech*
8. M. D. Collins *et al.*, *Proc. Institute of Acoustics*, vol. 13, Part 2, pp. 259-265, 2009
9. R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*. Cambridge, UK: Cambridge University, 2010
10. T. P. Bronez, "Sector interpolation of non-uniform arrays for efficient high resolution bearing estimation," in *Proc. ICASSP*, pp. 2885-2888, Apr. 1988.

Simultaneous Estimation of Direction of Arrival and Distance of the Narrow Band Signals Using Array Antennas

Mohsen Abedini

Faculty Member of Electrical Department, Faculty of Electrical Engineering, North Savadkooh Branch, Islamic Azad University, Savadkooh, Iran

Abstract

Simultaneous estimation of range and angle of close emitters usually requires a multidimensional search. This paper offers an algorithm to improve the position of an element of any array designed on the basis of some certain or random rules. In the proposed method one element moves on its original direction, i.e., keeping the vertical distance to each source, to reach the constellation with less CRB. The performance of this method has been demonstrated through simulation and a comparison of the CRB with receptive signals covariance matrix determinant has been made before and after the use of this method.

Keywords: Array Antennas, Cramer-Rao Bound, Direction of Arrival, Range, Elements Constellation
