

ساختار پاره وفقی بهبود یافته در رادارهای آرایه فازی

نادر کمجانی و رضا محمدخانی

چکیده: آرایه‌های وفقی در زمینه‌های مختلفی مانند رادار، سونار و سیستم‌های مخابراتی بکار می‌روند. آرایه‌های تمام وفقی (fully adaptive array) بزرگ با مشکل بار محاسباتی بالا و سرعت همگرایی پایین روبرو هستند. از اینرو آرایه‌های پاره وفقی (partially adaptive array) با تعداد المانهای وفقی کمتر، مورد استفاده قرار می‌گیرند. ساختار SLC (Side Lobe Canceller) یکی از رایجترین ساختارهای پاره وفقی در سیستم‌های رادار آرایه فازی بزرگ می‌باشد. اما در این ساختار، در حالتی که سیگنال مطلوب دارای دوره کار بزرگی در مقایسه با زمان پردازش باشد، بخشی از سیگنال مطلوب در خروجی حذف خواهد شد. در این مقاله، طرحی برای بهبود ساختار SLC پیشنهاد می‌شود. با مقایسه نتایج شبیه سازی برای این ساختار و آرایه تمام وفقی متناظر در ساختار GSC (Generalized Sidelobe Canceller) در یک آرایه صفحه‌ای، می‌توان کارایی این ساختار را مشاهده نمود. در این شبیه سازیها از الگوریتم وفقی RLS استفاده شده است.

واژه‌های کلیدی: شبکه‌های تصمیم‌گیری، متدولوژی تعریف یکپارچه

۱. مقدمه

"شکل‌دهی وفقی پرتو"^۱ در زمینه‌های بسیاری مانند رادار، سونار، سیستم‌های مخابراتی، تحقیقات ژئوفیزیک و سایر سیستم‌هایی که نیازمند دفع تداخل می‌باشند، بکار می‌رود. در تمامی سیستم‌های فوق، هدف نهایی بازسازی یک سیگنال مطلوب در حضور نویز و سیگنال‌های تداخلی می‌باشد [1].

شکل‌دهی وفقی پرتو تکنیکی برای دریافت یک سیگنال مطلوب از یک راستای معلوم و حذف تداخلها با کنترل پرتوتشعشی آنتن آرایه‌ای با یک روش وفقی می‌باشد. در حالت کلی برای دست‌یابی به قدرت تفکیک‌پذیری بالا و حذف بهتر تداخل، باید اندازه آرایه را بزرگ انتخاب کرد. بنابراین بار محاسباتی لازم و سرعت همگرایی دو مساله ددرساز آرایه وفقی خواهند بود [2]. در جهت رفع این مشکل، روشهای پاره وفقی مطرح شده‌اند که فقط بخشی از درجات آزادی آرایه را بکار می‌گیرند [3-9].

یکی از این روشهای پاره وفقی که در رادارهای آرایه فازی کاربرد گسترده‌ای دارد، ساختار SLC [10] می‌باشد. در این ساختار، تنها برخی از المانهای آرایه‌ی موجود برای کنترل وفقی و انجام عملیات وفقی بکار گرفته می‌شود [4]. این امر باعث کاهش بار محاسباتی لازم و افزایش سرعت همگرایی می‌شود. ساختار SLC متعارف، در حالتی که سیگنال مطلوب دارای دوره‌ی کار کوچکی در مقایسه با زمان پردازش باشد، عملکرد مطلوبی دارد. اما در حالتی که سیگنال دوره‌ی کار بزرگی داشته باشد، بخشی از سیگنال توسط کانال وفقی حذف خواهد شد. در این مقاله ساختار SLC بهبود یافته پیشنهاد می‌شود که مشکل حذف سیگنال مطلوب در ساختار متعارف را رفع می‌نماید. ساختار این مقاله به قرار زیر است:

در بخش ۲، شکل‌دهی پرتو تمام وفقی برای آرایه‌های صفحه‌ای در فرم مستقیم و در ساختار GSC [11] بیان می‌شود. در بخش ۳، ساختار SLC متعارف و ساختار SLC بهبود یافته ارائه می‌شود. شبیه سازیهای کامپیوتری و نتایج عددی در بخش ۴ آمده است. نتایج حاصل از این مقاله در بخش ۵ ارائه می‌شود.

۲. آرایه تمام وفقی

برای بیان روشهای شکل‌دهی پرتو، یک آرایه‌ی صفحه‌ای با $N_x \times N_y$ المان ایزوتروپیک (همه جهته) را مطابق شکل ۱ در نظر می‌گیریم. هر المان، شامل یک آنتن است که به یک گیرنده و یک مبدل آنالوگ به دیجیتال A/D، مجهز است. ماتریس دو بعدی داده‌های

نسخه اصلی مقاله در تاریخ ۱۳۸۳/۲/۱۴ واصل، و پس از بازنگریهای لازم، در تاریخ ۱۳۸۳/۱۰/۲۹ به تصویب نهایی رسیده است.

سرپرستی داوری‌ها توسط دبیر تخصصی، دکتر حجت کاشانی صورت گرفته و مقاله توسط ایشان برای چاپ توصیه شده است.

دکتر نادر کمجانی، استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران. n_komjani@iust.ac.ir

رضا محمدخانی، دانشجوی کارشناسی ارشد دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران. r.mohammadkani@iust.ac.ir

¹ Adaptive Beamforming

بردار هدایت آرایه، $\mathbf{v}(\theta, \phi)$ ، بیانگر خواص مکانی آرایه بوده و به راستای دریافتی (θ, ϕ) و فرکانس وابسته است. با توجه به روابط (۱)-(۶)، بردار داده‌های دریافتی را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$\mathbf{x}(k) = S(k) \mathbf{v}(\theta_s, \phi_s) + \sum_{i=1}^D J_i(k) \mathbf{v}(\theta_i, \phi_i) + \mathbf{n}(k), \quad k=1, 2, \dots, K \quad (7)$$

در شکل دهی پرتو تمام وقتی باند باریک، به سیگنال خروجی هر المان یک وزن مختلط داده شده و سپس این سیگنالهای وزن داده شده با هم جمع می‌شوند تا خروجی آرایه بدست آید،

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \quad (8)$$

که H نشانگر عملگر مزدوج ترانهاده می‌باشد و \mathbf{w} بردار ضرایب وزنی است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{w}^H = [w_{11}, \dots, w_{N_x, 1}, w_{12}, \dots, w_{N_x, N_y}] \quad (9)$$

بردار ضرایب وزنی بهینه با حداقل نمودن توان خروجی و با اعمال L شرط خطی (یا شرط مشتق) بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\min_{\mathbf{w}} P = E\{|y|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \quad (10)$$

که $\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\}$ ماتریس کواریانس داده، \mathbf{C} ماتریس شرایط اعمالی با بعد $(N_x \cdot N_y) \times L$ و \mathbf{f} بردار پاسخ با بعد $L \times 1$ می‌باشد. تعداد سطرهای ماتریس \mathbf{C} برابر با تعداد المانهای آرایه یعنی $N = N_x \cdot N_y$ می‌باشد. اما ستونهای آن توسط شرایط اعمالی تعیین می‌شود. برای مثال:

$$[\mathbf{v}(\theta_s, \phi_s), \mathbf{v}(\theta_f, \phi_f)]^H \mathbf{w} = [1 \quad 0]^T \quad (11)$$

رابطه‌ی فوق بیانگر این مطلب است که در آرایه‌ی صفحه‌ای، سیگنال مطلوب دریافتی از راستای (θ_s, ϕ_s) محفوظ مانده و تداخلی که از راستای معلوم (θ_f, ϕ_f) دریافت شده، حذف می‌شود. از رابطه‌ی (۱۰) بردار وزنها بهینه به صورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (12)$$

در ساختار GSC که در شکل ۲ نشان داده شده، بردار ضرایب وزنی \mathbf{w} به دو مولفه تقسیم می‌شود: یکی در زیرفضای شرایط اعمالی و دیگری در زیرفضای متعامد با آن. بنابراین بردار وزنها به صورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_q - \mathbf{B} \mathbf{w}_a \quad (13)$$

شاخه ساکن بالایی در زیرفضای شرایط تصویر شده، تا از اعمال شرایط خطی اطمینان حاصل گردد. بردار $N \times 1$ بعدی \mathbf{w}_q بردار وزن ساکن، به صورت زیر می‌باشد:

$$\mathbf{w}_q = \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (14)$$

شاخه پایینی با زیرفضای L بعدی شرایط، در تعامد می‌باشد. ماتریس $N \times (N-L)$ بعدی \mathbf{B} ماتریس مسدود کننده^۲ می‌باشد

دریافتی را با $\mathbf{X}(k)$ نشان می‌دهیم که المان mn ام آن به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$x_{mn}(k) = S(k) v_{mn}(\theta_s, \phi_s) + \sum_{i=1}^D J_i(k) v_{mn}(\theta_i, \phi_i) + n_{mn}(k) \quad (1)$$

$$, \quad k=1, 2, \dots, K$$

که $S(k)$ نمونه‌ی زمانی k ام سیگنال مطلوب، K تعداد نمونه‌های زمانی، $J_i(k)$ نمونه‌ی k ام تداخل i ام، $n_{mn}(k)$ نویز المان mn ام که به صورت یک فرایند تصادفی گوسی سفید مکانی با متوسط صفر مدل می‌شود و $v_{mn}(\theta, \phi)$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

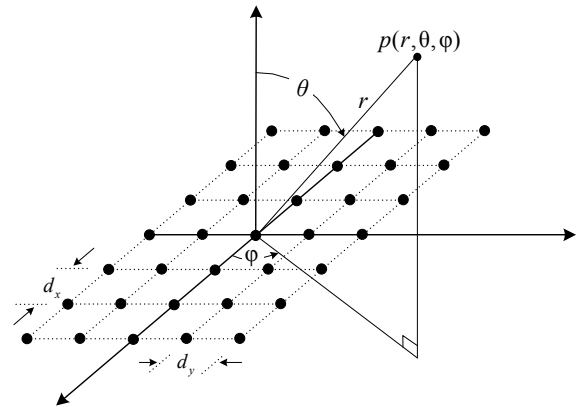
$$v_{mn}(\theta, \phi) = \exp[j\omega \tau_{mn}(\theta, \phi)] \quad (2)$$

که $\tau_{mn}(\theta, \phi)$ تاخیر زمانی سیگنال دریافتی المان mn ام از راستای (θ, ϕ) نسبت به نقطه‌ی مرجع آرایه می‌باشد. با انتخاب مرکز آرایه به عنوان نقطه‌ی مرجع، $\tau_{mn}(\theta, \phi)$ به صورت زیر خواهد بود:

$$\tau_{mn}(\theta, \phi) = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\left(m - \frac{N_x - 1}{2} \right) d_x \sin \theta \cos \phi + \left(n - \frac{N_y - 1}{2} \right) d_y \sin \theta \sin \phi \right] \quad (3)$$

که d_x و d_y فاصله گذاری بین المانها در امتداد محور x و y می‌باشند.

المانهای ماتریس داده‌های ورودی $\mathbf{X}(k)$ را دوباره مرتب نموده و بردار داده‌های دریافتی را به شکل زیر تعریف می‌کنیم:



شکل ۱. آرایه صفحه‌ای با $N_x \times N_y$ المان واقع بر صفحه xy

$$\mathbf{x}(k) = [x_{11}(k), \dots, x_{N_x, 1}(k), x_{12}(k), \dots, x_{N_x, N_y}(k)]^T \quad (4)$$

که T بیانگر عملگر ترانهاده می‌باشد. به طور مشابه، بردار هدایت آرایه و بردار نویز، بترتیب بصورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\mathbf{v}(\theta, \phi) = [v_{11}(\theta, \phi), \dots, v_{N_x, 1}(\theta, \phi), v_{12}(\theta, \phi), \dots, v_{N_x, N_y}(\theta, \phi)]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{n}(k) = [n_{11}(k), \dots, n_{N_x, 1}(k), n_{12}(k), \dots, n_{N_x, N_y}(k)]^T \quad (6)$$

² blocking matrix

که $\mathbf{R}_z = \mathbf{B}^H \mathbf{R}_x \mathbf{B}$ ماتریس کواریانس $\mathbf{z}(k)$ با بعد $(N-L) \times (N-L)$ و $\mathbf{p}_z = \mathbf{B}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_q$ بردار همبستگی متقابل $\mathbf{z}(k)$ و $y_c(k)$ با بعد $(N-L) \times 1$ میباشد. این پاسخ متناظر با پاسخ وینر اختلاف بین شاخه بالایی و شاخه پایینی با معیار MMSE (Minimum Mean Square Error) می باشد.

نکته جالب در ساختار GSC اینست که برای رسیدن به بردار وزنه‌های بهینه می توان از هر الگوریتم وقتی غیر مشروطی مانند LMS و RLS استفاده کرد. ساختار GSC فوق یک ساختار تمام وقتی بوده و گفتیم که در آرایه‌های تمام وقتی بار محاسباتی بالا و سرعت همگرایی، مشکل ساز خواهند بود. بهمین دلیل از روشهای پاره وقتی استفاده می کنیم. یکی از این روشهای پاره وقتی که در آرایه‌های بزرگ مانند سیستم‌های رادار آرایه فازی کاربرد گسترده‌ای دارد، ساختار SLC می باشد. در بخش بعدی به این مطلب می پردازیم.

که با ماتریس \mathbf{C} در تعامد است، یعنی $\mathbf{B}^H \mathbf{C} = \mathbf{0}$. بردار \mathbf{w}_a بعدی $(N-L) \times 1$ می تواند عمل فرونشانی تداخل را طی یک پروسه وقتی در زیرفضای $(N-L)$ بعدی انجام دهد [12]. بردار \mathbf{w}_a با حداقل کردن توان خروجی و بفرم زیر تعیین می گردد:

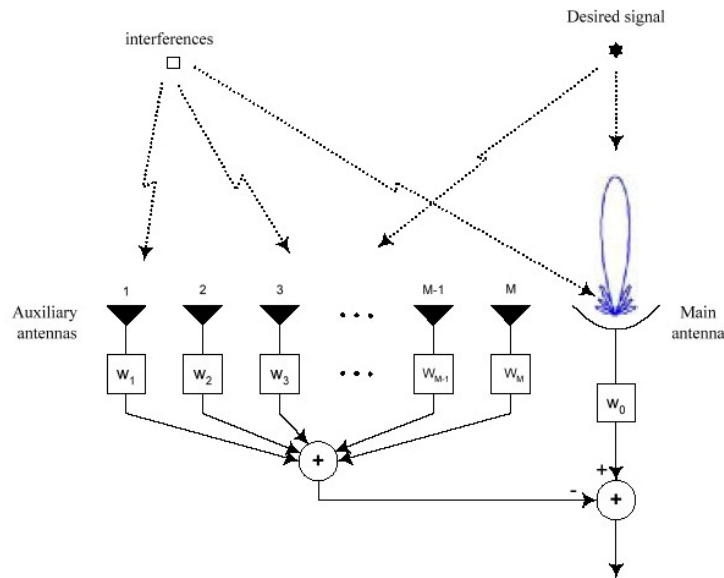
$$\min_{\mathbf{w}_a} (\mathbf{w}_q - \mathbf{B} \mathbf{w}_a)^H \mathbf{R}_x (\mathbf{w}_q - \mathbf{B} \mathbf{w}_a). \quad (15)$$

پاسخ بهینه به صورت زیر خواهد بود:

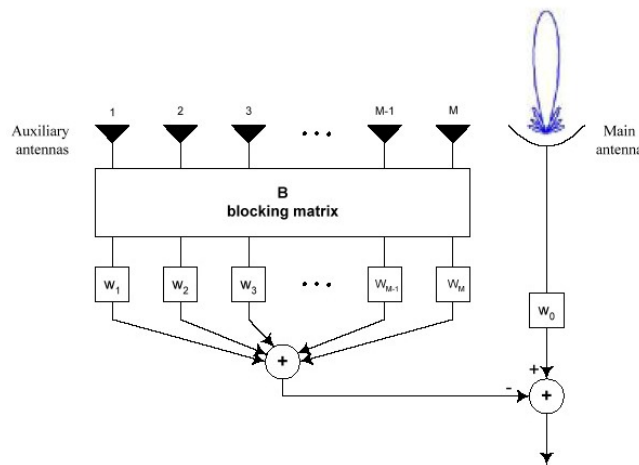
$$\mathbf{w}_a = (\mathbf{B}^H \mathbf{R}_x \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_q. \quad (16)$$

اگر خروجی بخش ثابت را $y_c(k) = \mathbf{w}_q^H \mathbf{x}(k)$ و خروجی ماتریس \mathbf{B} را $\mathbf{z}(k) = \mathbf{B}^H \mathbf{x}(k)$ بگیریم، بردار وزنه‌های وقتی را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\mathbf{w}_a = \mathbf{R}_z^{-1} \mathbf{p}_z \quad (17)$$



شکل ۳. ساختار SLC متعارف



شکل ۴. ساختار SLC بهبود یافته

برای این ماتریس شرط تعامد برقرار است، یعنی $\mathbf{B}^H \mathbf{v}_a = 0$. بنابراین با فرض اینکه بردار

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ \dots \ x_M(k)]^T \quad (19)$$

بردار ورودی کانال کمکی باشد، با اعمال ماتریس مسدود کننده \mathbf{B} ، سیگنالهای دریافتی از راستای متناظر با $\mathbf{v}_a(\theta_s, \phi_s)$ در بردار ورودی، توسط \mathbf{B} مسدود شده و از بردار ورودی برداشته می‌شوند. بنابراین بردار ورودی الگوریتم وقتی به صورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{x}_a(k) = \mathbf{B}^H \mathbf{x}(k) \quad (20)$$

این بردار عاری از نمونه‌های سیگنال هدف بوده و فقط شامل نمونه‌های نویز و سیگنالهای تداخلی می‌باشد. بنابراین با فرض استقلال سیگنال هدف و سیگنالهای تداخلی، الگوریتم وقتی فقط قادر به تخمین سیگنالهای تداخلی و در نتیجه حذف تداخل‌ها و کاهش سطح نویز خواهد بود و سیگنال هدف، بدون هیچگونه تضعیفی در خروجی ظاهر خواهد شد. این ساختار در شکل ۴ نشان داده شده است. در این ساختار می‌توان از هر الگوریتم وقتی غیر مشروطی استفاده کرد. نتایج شبیه سازیها در بخش بعد، عملکرد قابل قبول این ساختار بهبود یافته را نشان می‌دهد.

۴. شبیه‌سازی

در این بخش به منظور مقایسه روشهای ذکر شده در بالا، یک آرایه صفحه‌ای 10×10 با فاصله گذاری یکسان المانها، $d_x = d_y = 0.5\lambda$ را در نظر می‌گیریم. فرض می‌کنیم که یک سیگنال هدف در راستای $\theta_s = 10^\circ, \phi_s = 0^\circ$ و چهار سیگنال تداخل/جمر در راستاهای $\theta_1 = -30^\circ, \phi_1 = 5^\circ$ ، $\theta_2 = -20^\circ, \phi_2 = 5^\circ$ ، $\theta_3 = 32^\circ, \phi_3 = 5^\circ$ ، $\theta_4 = 40^\circ, \phi_4 = 5^\circ$ به آرایه وارد می‌شوند. پس بردار داده‌های ورودی را می‌توانیم به صورت زیر بنویسیم:

$$\mathbf{x}(k) = S(k)\mathbf{v}(\theta_s, \phi_s) + \sum_{i=1}^4 J_i(k)\mathbf{v}(\theta_i, \phi_i) + \mathbf{n}(k) \quad (21)$$

توان سیگنال هدف $S(k)$ و سیگنالهای جمر $J_i(k)$ ، $i = 1, \dots, 4$ را با $\sigma_s^2 = E[S(k)^2]$ و $\sigma_i^2 = E[J_i(k)^2]$ ، $i = 1, \dots, 4$ نشان می‌دهیم، که $E[\cdot]$ نشانگر امید ریاضی است. بردار نویز $\mathbf{n}(k)$ یک فرآیند تصادفی نویز سفید گوسی با واریانس σ_n^2 می‌باشد. راستای دید آرایه با راستای سیگنال هدف برابر می‌باشد. سیگنال به نویز SNR و جمر به نویز JNR را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$SNR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \quad (22)$$

۳. ساختار پاره وقتی SLC

در این ساختار که در شکل ۳ نشان داده شده است، تنها بخشی از آرایه به عنوان المانهای وقتی در نظر گرفته می‌شوند. به عبارت دیگر، در یک آرایه بزرگ، المانهای آرایه را بدو بخش تقسیم می‌کنیم: بخش اول که پترن اصلی آنتن را ایجاد می‌کند و دارای وزنهای ثابت با توزیعی خاص (مانند چیبیشف یا تیلور) می‌باشد. بخش دوم که شامل المانهای وقتی بوده و وزنهای آنها طی یک پروسه وقتی تنظیم می‌شود. المانهای این بخش را آنتنهای کمکی^۳ می‌نامند. هدف آنتنهای کمکی، کپی برداری از سیگنالهای تداخلی وارده به گلبرگهای جانبی پترن آنتن اصلی (بخش ثابت آرایه) برای حذف آنهاست. بنابراین این آنتنهای کمکی به صورتی مناسب در نزدیکی مرکز فاز آنتن اصلی قرار داده میشوند تا از همبستگی بین نمونه‌های تداخل با تداخل دریافتی از گلبرگهای فرعی آنتن اصلی، اطمینان حاصل شود. این امر مستلزم آنست که فاصله مرکز فاز آنتن اصلی از مرکز فاز آنتنهای کمکی، تقسیم بر سرعت نور بسیار کوچکتر از حداقل پهنای باند رادار B یا پهنای باند تداخل^۴ باشد [13]. نکته دیگر اینکه تعداد آنتنهای کمکی (بخش وقتی) نباید کمتر از تعداد سیگنالهای تداخلی (یا جمر) باشد.

مسأله‌ای که در اینجا حائز اهمیت است، حفظ سیگنال مطلوب در خروجی آرایه می‌باشد. دو حالت برای سیگنال مطلوب وجود دارد. حالت اول اینست که سیگنال مطلوب دارای دوره کار کوچکی در مقایسه با زمان پردازش کانال کمکی باشد [13]. در این حالت سیستم SLC متداول، عملکرد مطلوبی دارد. رادارهای فعال پالسی یک نمونه از این سیستم‌ها می‌باشند.

در حالت دوم، سیگنال مطلوب دارای دوره‌ی کار بزرگی در مقایسه با زمان پردازش می‌باشد. در این حالت بخشی از سیگنال مطلوب در خروجی، توسط کانال وقتی حذف می‌شود. برای رفع این مشکل، باید بگونه‌ای نمونه‌های سیگنال مطلوب را از کانال وقتی حذف نماییم. برای این منظور دو راه می‌توان پیشنهاد داد. راه اول استفاده از فیلترهای وقتی مشروط [14-16] می‌باشد. ما در اینجا راه دومی پیشنهاد می‌کنیم که از نظر بار محاسباتی به روشهای قبلی برتری دارد. در این روش با افزودن یک ماتریس مسدود کننده در کانال وقتی، نمونه‌های سیگنال مطلوب را از کانال کمکی برداشته و از ورود آن به پردازشگر وقتی جلوگیری می‌نماییم. برای این منظور ماتریس مسدود کننده \mathbf{B} را یک ماتریس متعامد با \mathbf{v}_a در نظر می‌گیریم که $\mathbf{v}_a = \mathbf{v}_a(\theta_s, \phi_s)$ بردار هدایت آرایه‌ی کانال کمکی در راستای سیگنال هدف می‌باشد. ماتریس \mathbf{B} را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\mathbf{B} = \mathbf{I} - \mathbf{v}_a (\mathbf{v}_a^H \mathbf{v}_a)^{-1} \mathbf{v}_a^H \quad (18)$$

³ auxiliary antennas

در شکل ۵، پترن سه بعدی آرایه‌ی تمام وقتی در ساختار GSC نشان داده شده است. در این شکل و شکل ۸ می‌بینیم که ضمن حفظ گلبرگ اصلی در راستای سیگنال هدف، در راستای تداخلها، صفر ایجاد شده است. برای کاهش بار پردازشی در ساختار تمام وقتی و رفع مشکلات ناشی از آن، ساختار پاره وقتی SLC متداول را بکار برده‌ایم. در این ساختار، با انتخاب ۳ المان در هر کدام از گوشه‌های آرایه‌ی مستطیلی، در کل ۱۲ المان وقتی را انتخاب کرده‌ایم. بنابراین حداکثر ۱۲ تداخل را که از منابع مستقل مکانی نشات گرفته‌اند را می‌تواند حذف نماید. ساختار پاره وقتی SLC متداول در شکل ۶ آمده است. با مشاهده‌ی این شکل و شکل پترن دو بعدی ۹، می‌بینیم که علاوه بر صفرگذاری در راستای تداخلها، در راستای سیگنال هدف نیز صفر ایجاد شده است. با اعمال روش پیشنهادی می‌بینیم که مطابق شکل‌های ۷ و ۱۰، مشکل صفرگذاری در راستای سیگنال مطلوب برطرف شده و سایر مزایای ساختار SLC متداول (کاهش بار پردازشی) حفظ شده است. به منظور درک بهتر مطالب ذکر شده، سیگنالهای خروجی آرایه را قبل و بعد از پردازش وقتی نشان داده‌ایم. شکل ۱۱، نشانگر دامنه‌ی سیگنال خروجی بخش ساکن و غیر وقتی آرایه در حالت تمام وقتی GSC می‌باشد. پاسخ آرایه‌ی ثابت در ساختار SLC نیز بهمین شکل می‌باشد. در شکل ۱۲ می‌بینیم که با اعمال پردازشگر وقتی در ساختار تمام وقتی GSC، سطح متوسط تداخل و نویز به -60 dB کاهش یافته و سیگنال مطلوب، بدون هیچگونه تضعیفی در خروجی آشکار شده است. دامنه‌ی سیگنال مطلوب در سطح -25 dB باقی مانده است. در شکل ۱۳، پاسخ آرایه‌ی پاره وقتی در ساختار SLC متداول نشان داده شده است. در این شکل می‌بینیم که سطح تداخل و نویز کاهش یافته، اما بخشی از سیگنال مطلوب نیز حذف شده است. با بکارگیری ساختار SLC بهبود یافته، در شکل ۱۴ می‌بینیم که همانند ساختار تمام وقتی GSC، ضمن حفظ سیگنال مطلوب، سیگنال‌های تداخلی حذف شده و سطح نویز کاهش یافته است.

$$JNR_i = \frac{\sigma_i^2}{\sigma_n^2}, i = 1, \dots, 4. \quad (23)$$

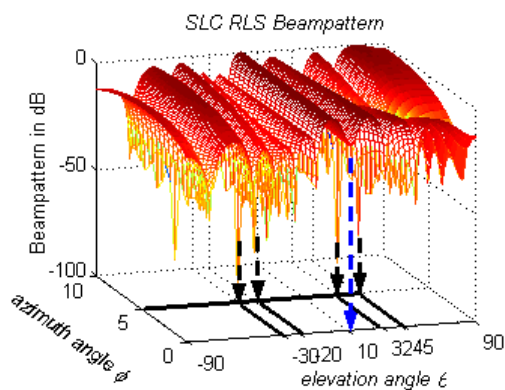
در همه شبیه‌سازیها، تعداد نمونه‌های زمانی برابر $K = 1000$ ، توان نویز $\sigma_n^2 = -40\text{ dB}$ و $JNR_1 = JNR_3 = 50\text{ dB}$ ، $JNR_2 = JNR_4 = 40\text{ dB}$ و $SNR = 15\text{ dB}$ فرض شده است. برای حالتی که آرایه بصورت تمام وقتی در ساختار GSC فرض شده، تنها شرط راستای دید برای این آرایه در نظر گرفته شده است، که به صورت زیر می‌باشد:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{v}(\theta_s, \phi_s) = 1 \quad (24)$$

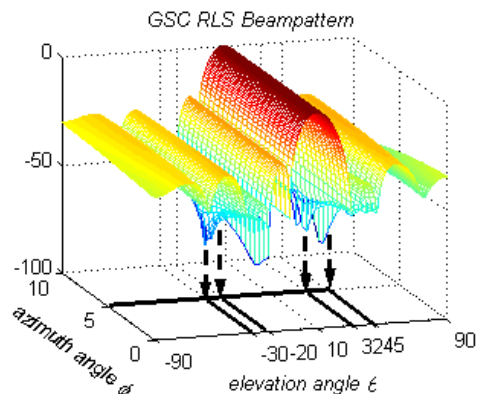
که $\mathbf{f} = [1]$ و $\mathbf{C} = [\mathbf{v}(\theta_s, \phi_s)]$. اما در حالتی که آرایه به صورت پاره وقتی و در ساختار SLC بهبود یافته بکار می‌رود، شرط زیر را اعمال کرده‌ایم:

$$\mathbf{w}_a^H \mathbf{v}_a(\theta_s, \phi_s) = 0 \quad (25)$$

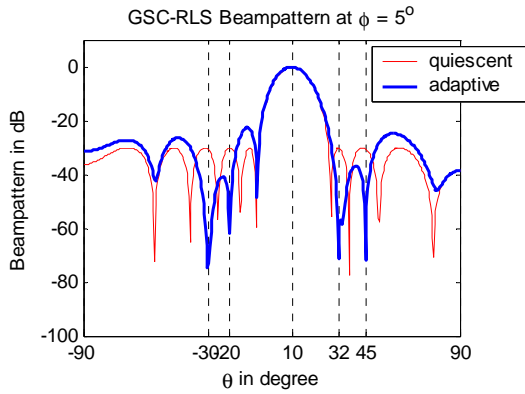
در هر کدام از ساختارهای تمام وقتی GSC و پاره وقتی SLC بهبود یافته، از هر الگوریتم وقتی غیر مشروطی می‌توان استفاده کرد. اگرچه الگوریتم ساده‌ی LMS (Least Mean Square)، در پردازشگرهای وقتی و در حوزه‌های مختلف رادار، سونار و مخابرات کاربرد گسترده‌ای یافته است، اما با توجه به سرعت پایین همگرایی آن، که ناشی از گستردگی مقادیر ویژه‌ی ماتریس کوواریانس ورودی است، کاربردهای عملی آن در آنتن‌های آرایه‌ای محدود می‌باشد [17]. بهمین دلیل در اینجا از فیلتر وقتی RLS استفاده کرده‌ایم که از سرعت همگرایی بالاتری برخوردار است. برای آرایه‌ی ساکن در SLC و شاخه‌ی ساکن در GSC، المانها با توزیع دامنه‌ی دلف-چبیشف وزن داده شده‌اند که سطح گلبرگ‌های فرعی را در 30 dB پایین‌تر از گلبرگ اصلی قرار می‌دهد. سیگنال مطلوب را به صورت یک سیگنال پالسی با دوره‌ی کار بزرگ در باند پایه در نظر می‌گیریم. در اینجا، فرض بر آنست که سیگنال فقط در نمونه‌های $400-460$ و $700-760$ حضور دارد.



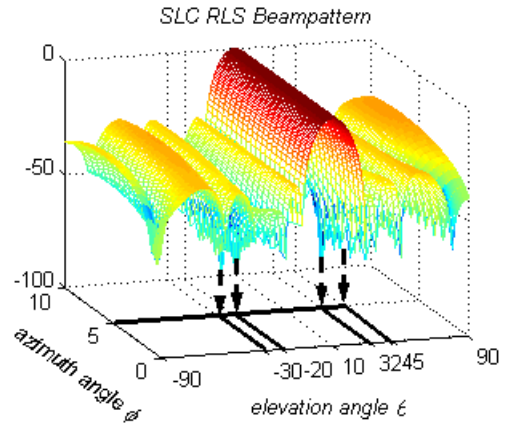
شکل ۶. پترن سه بعدی آرایه‌ی پاره وقتی غیر مشروط و متداول SLC



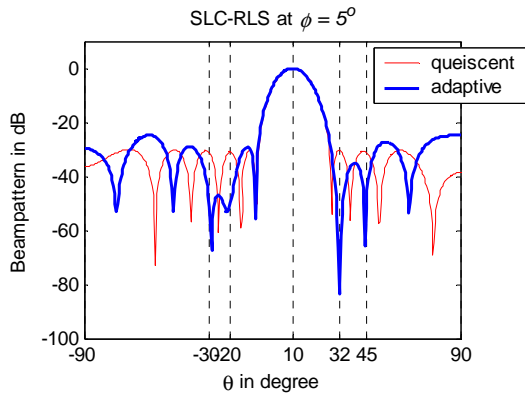
شکل ۵. پترن سه بعدی آرایه‌ی تمام وقتی در ساختار GSC



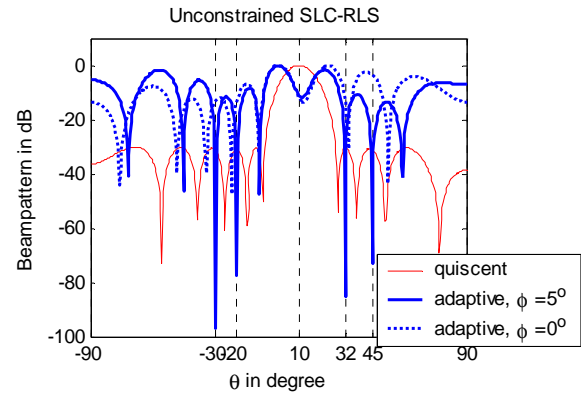
شکل ۸. پترن دو بعدی آرایه‌ی تمام وقتی GSC در صفحه $\phi = 5^\circ$ ، به صورت یک منحنی با خط پر و پترن شاخه ساکن (غیر وقتی) با خط باریک



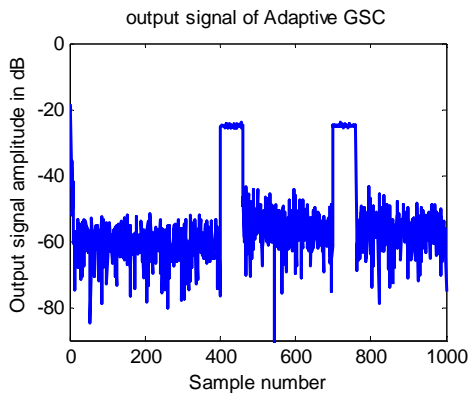
شکل ۷. پترن سه بعدی آرایه‌ی پاره وقتی SLC بهبود یافته



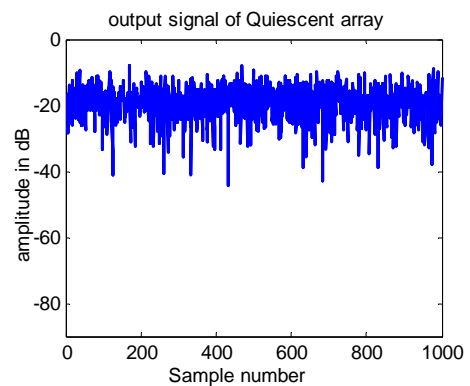
شکل ۱۰. پترن دو بعدی آرایه‌ی پاره وقتی SLC بهبود یافته در صفحه $\phi = 5^\circ$ ، به صورت یک منحنی با خط پر و پترن آرایه ساکن (آنتن اصلی) با خط باریک



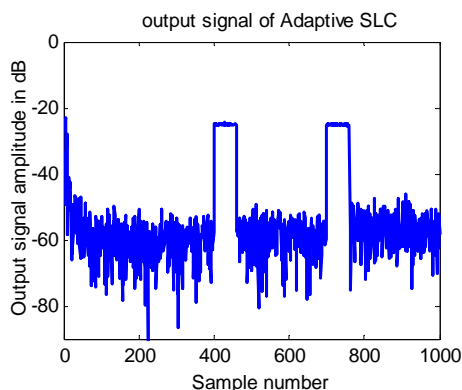
شکل ۹. پترن دو بعدی آرایه‌ی پاره وقتی SLC متداول در صفحات $\phi = 5^\circ$ و $\phi = 0^\circ$ ، به ترتیب به صورت یک منحنی با خط پر و یک منحنی با نقطه چین و پترن آرایه ساکن (آنتن اصلی) با خط باریک



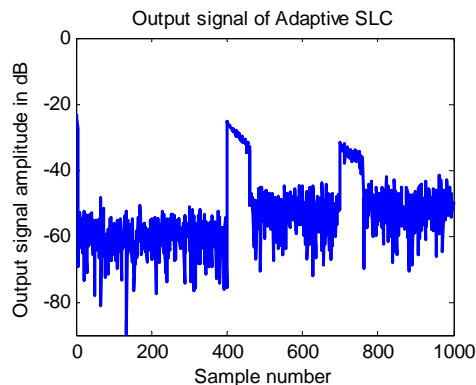
شکل ۱۲. دامنه سیگنال خروجی آرایه‌ی تمام وقتی GSC



شکل ۱۱. دامنه سیگنال خروجی شاخه ساکن در ساختار تمام وقتی GSC



شکل ۱۴. سیگنال خروجی آرایه‌ی پاره و فقی در ساختار SLC بهبود یافته



شکل ۱۳. دامنه سیگنال خروجی آرایه‌ی پاره و فقی در ساختار SLC متداول

۵. نتیجه‌گیری

در آرایه‌های تمام و فقی بزرگ، با مشکل بار محاسباتی بالا و سرعت همگرایی پایین مواجه می‌شویم. برای رفع این مشکلات، روشهای پاره و فقی مطرح شده‌اند. یکی از این روشهای پاره و فقی، ساختار SLC می‌باشد. اما در این ساختار، در حالتی که سیگنال مطلوب دارای دوره‌ی کار بزرگی در مقایسه با زمان پردازش باشد، مشکل صفرگذاری در راستای سیگنال هدف و حذف سیگنال هدف بوجود می‌آید. در این مقاله، طرحی برای بهبود ساختار SLC متداول پیشنهاد شد. در این ساختار بهبود یافته علاوه بر رفع مشکل حذف سیگنال مطلوب، مزایای روشهای پاره و فقی مانند کاهش بار محاسباتی و افزایش سرعت همگرایی، به قوت خود باقی است.

مراجع

[6] Van Veen B. D., "Eigenstructure based partially adaptive array design", Trans. Antennas and Propagation, vol.36, no.3, March 1988, pp. 357-362.

[7] Haimovich A. M. and Bar-Ness Y., "An eigenanalysis interference canceller", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, Jan. 1991, pp. 76-84.

[8] Goldstein J., Reed I., "Theory of partially adaptive sensor array processing", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 33, April 1997, pp. 539-544.

[9] Goldstein J., Reed I., "Theory of partially adaptive radar", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 33, October 1997, pp. 1309-1325.

[10] Howells P. W., "Intermediate frequency side-lobe canceller", U.S. Patent 3,202,990, Aug. 24, 1965 (filed May 4, 1959).

[11] Griffiths L. J. and Jim C. W., "An alternative approach to linearly constrained adaptive Beamforming", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 30, Jan. 1982, pp. 27-34.

[12] Tian Z., Bell K. L., VanTrees H. L., "A recursive least squares implementation for LCMP beamforming under quadratic constraint", IEEE Trans. Signal Processing, vol.49, NO.6, June 2001.

[13] Farina A., *Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems*, Norwood, MA: Artech House, 1992.

[14] Frost O. L., "An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing", Proc.IEEE, vol.60, no.8, August 1972, pp. 926-935.

[1] Guerreiro A. M. G., Neto A. D. D. and Lisboa F. A., "Beamforming applied to an Adaptive Planar Array", Proc. IEEE, Radio and Wireless Conference, 1998, pp. 209-212.

[2] Yu S. J. and Lee J. H., "Adaptive Array Beamforming Based on an Efficient Technique", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 44, no. 8, Aug 1996, pp. 1094-1101.

[3] Chapman D. J., "Partial Adaptivity for the Large Array", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-24, no. 5, September 1976.

[4] Morgan D. R., "Partially adaptive array techniques", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-26, no. 6, November 1978.

[5] Van Veen B. D., "Partially adaptive beamformer design via output power minimization", IEEE Trans. Acust., Speech, Signal Processing, vol.36, no.3, March 1988, pp. 357-362.

Beamformer”, Proc. ICASSP, vol. 3, May 1996, pp.1826 - 1829.

[17] Widrow B. and Stearns S. D., *Adaptive signal processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.

[15] Resende L. S., Romano J. M. T. and Bellanger M. G., “*A Robust FLS Algorithm for Linearly-Constrained Adaptive Filtering*”, Proc. ICASSP, Adelaide, Australia, April 1994, pp. III 381-III 384.

[16] Resende L. S., Romano J. M. T. and Bellanger M. G., “*A Robust FLS Algorithm for LCMV Adaptive Broad Band*