

تخمین و تعدیل کانال مخابراتی متغیر با زمان زیر آب با استفاده از شکل‌دهی پرتو وقتی و بسط توابع متعامد

حدیثه زارع حقیقی^۱، داریوش عباسی مقدم^۲، سعید رضا صید نژاد^۳

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد مخابرات، دانشکده فنی و مهندسی، بخش مهندسی برق - دانشگاه شهید باهنر کرمان - hadis.zarehaghghi@eng.uk.ac.ir

۲- استادیار مخابرات - دانشکده فنی و مهندسی، بخش مهندسی برق - دانشگاه شهید باهنر کرمان - abbasimoghadam@uk.ac.ir

۳- دانشیار مخابرات - دانشکده فنی و مهندسی، بخش مهندسی برق - دانشگاه شهید باهنر کرمان - کرمان - ایران - sseydnejad@uk.ac.ir

چکیده

کانال‌های مخابراتی زیر آب دارای ویژگی‌هایی مانند تضعیف زیاد، ماهیت متغیر با زمان محیط انتشار و سرعت کم صوت هستند که ارسال اطلاعات در آن‌ها را مشکل می‌کند. به دلیل تغییرپذیری محیط، کانال مخابراتی در این محیط‌ها دارای گزینندگی زمانی و فرکانسی می‌باشد. این کانال متغیر با زمان را می‌توان با استفاده از بسط توابع پایه به منظور دنبال کردن تغییرات زمانی کانال مدل کرد. در این مقاله از بسط توابع متعامد لاگر برای مدل کردن کانال مخابرات صوتی MIMO-OFDM در زیر آب استفاده شده است. MIMO-OFDM دارای شکل‌دهی پرتو وقتی و فضا-زمان در گیرنده می‌باشد و به منظور همانندسازی بین کانال و گیرنده در روش پیشنهادی به جای فیلترهای TDL متداول از فیلتر لاگر در ساختار شکل‌دهنده پرتو استفاده شده است. نتایج به دست آمده نشان می‌دهد که روش پیشنهادی علاوه بر سادگی و کاهش حجم محاسبات، بهبود قابل توجهی در عملکرد مخابرات صوتی در زیر آب خواهد داشت.

کلیدواژه: بسط توابع پایه، توابع متعامد لاگر، MIMO-OFDM، مخابرات صوتی زیر آب، شکل‌دهی پرتو.

مقدمه

روش‌های مخابرات زیر آب در طول جنگ جهانی اول و دوم با پیشرفت‌های چشمگیری به خصوص در زمینه‌های نظامی مواجه بوده است. به دلیل کیفیت بالای سامانه‌های دیجیتال و امکان رمز گذاری، از دهه ۱۹۸۰ استفاده از روش‌های دیجیتال در مخابرات زیر آب آغاز شد [۱]. کانال‌های زیر آب دارای ویژگی‌های خاصی هستند که ارسال داده را در آن‌ها با چالش روبرو می‌کند. از جمله این مسائل چند مسیری و تغییرپذیری کانال است که باعث تداخل بین سمبلی و تنزل عملکرد سامانه می‌شود. برای حل این مشکل، می‌توان از مدولاسیون چند حاملی OFDM استفاده کرد. از طرفی سامانه‌های چند ورودی و چند خروجی (MIMO) به دلیل افزایش ظرفیت و بهره‌وری طیف و همچنین استفاده از روش‌های شکل‌دهی پرتو، عملکرد را بهبود می‌دهد [۲]. اخیراً ترکیب دو روش MIMO و OFDM در مخابرات زیر آب به منظور ارسال اطلاعات با نرخ بالا مورد توجه قرار گرفته است. با توجه به ماهیت متغیر با زمان بودن کانال‌های زیر آب، این کانال‌ها جزء کانال‌های متغیر با زمان به شمار می‌روند و فرض می‌شود که سیر تغییرات پارامترهای متغیر با زمان را می‌توان با

استفاده از ترکیب خطی از توابع پایه شناخته شده، تقریب زد [۳]. به عبارت دیگر با اعمال بسط توابع پایه، توابع پایه تشکیل‌دهنده زیر فضای کانال تغییر می‌کند و با انتخاب مناسب ضرایب بسط پایه، کانال به گونه‌ای وزن‌دهی می‌شود که بتوان تغییرات سریع آن را دنبال کرد. بنابراین کانال متغیر با زمان زیر آب را می‌توان با استفاده از بسط توابع پایه (BEM) به منظور دنبال کردن تغییرات زمانی کانال مدل کرد. در این حالت به جای تخمین مستقیم ضرایب کانال، ضرایب مربوط به بسط توابع پایه کانال تخمین زده می‌شوند. نتایج تجربی نشان می‌دهد که مجموعه کوچکی از توابع پایه جهت رسیدن به تخمین قابل قبول از کانال، مناسب است. اگر q را مرتبه بسط توابع پایه تعریف کنیم معمولاً به ازای $7 < q < 3$ تخمین مناسبی از کانال خواهیم داشت. در نتیجه کاهش قابل ملاحظه‌ای در حجم محاسبات خواهیم داشت [۴]. تاکنون پایه‌های متعامد مختلفی برای تخمین سامانه‌های متغیر با زمان در زیر آب ارائه شده است که از جمله آن‌ها می‌توان به توابع DPS، پایه تبدیل فوریه گسسته DF^T توابع نمایی مختلط (CE BEM) و ... اشاره کرد [۵]. مدل از بردار ویژه‌های متناظر با بزرگ‌ترین مقادیر ویژه طیف

^۳ complex exponential basis expansion model

^۱ discrete prolate spheroidal

^۲ discrete Fourier transform

متداول، از فیلترهای دیجیتال لاگر که ضرایب آن‌ها بر اساس ضرایب مدل بسط توابع متعامد به دست می‌آید، استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که استفاده از ترکیب روش‌های فوق در یک سامانه مخابرات صوتی در زیر آب، عملکرد را تا حد مطلوبی بهبود می‌بخشد.

فیلترهای دیجیتال لاگر، فیلترهایی با پاسخ ضربه نامحدود (IIR) هستند که دارای تنها یک قطب بوده و همواره پایدار می‌باشند. از مزایا و قابلیت‌های بسیار مهم این فیلترها می‌توان به داشتن ساختار پاسخ ضربه نامحدود مشابه فیلترهای IIR به منظور کاهش مرتبه فیلترهای FIR و درعین حال پایداری آن‌ها، داشتن فاز خطی، یکسان بودن ساختار فیلترها، دارا بودن پارامتر آزاد در طراحی فیلتر که درجه آزادی بیشتری نسبت به دیگر توابع متعامد می‌دهد و همچنین سرعت همگرایی بالای این فیلترها در صورت استفاده از آن‌ها در ساختارهای وقتی برای محاسبه وزن‌های این فیلترها، اشاره کرد.

به منظور آشکارسازی و تخمین صحیح سیگنال موردنظر از بین سایر سیگنال‌های موجود، روش‌های شکل‌دهی پرتو مورد استفاده قرار می‌گیرد. شکل‌دهی پرتو پردازشی است که از آرایه‌ای از حسگرها به منظور فیلترینگ فضایی^۵ استفاده می‌کند. خروجی‌های حسگرها شامل شکل موج سیگنال منبع با دامنه تغییر یافته و تأخیر زمانی است که به واسطه محل منابع و حسگرهای آرایه ایجاد شده است [۹]. روش‌های شکل‌دهی پرتو در گیرنده را با توجه به پهنای باند سیگنال می‌توان به دو روش باندماریک و باندهپن تقسیم کرد. شکل‌دهنده‌های پرتو باند باریک معمولاً دارای پیچیدگی کمی هستند و می‌توان با ترکیب خطی سیگنال‌های دریافتی روی آرایه بر طبق الگوریتم‌هایی که در حوزه باند باریک وجود دارد، شکل‌دهی پرتو را انجام داد. اما وقتی که سیگنال‌های مورد نظر دارای پهنای باند وسیع باشند باید یک بعد پردازشی اضافی مانند فیلترهای TDL برای صحیح بودن عملکرد سامانه در نظر گرفته شود [۱۰]. به دلیل اینکه در سامانه‌های مخابراتی زیرآب، پهنای باند محدود است و فرکانس مرکزی با پهنای باند قابل مقایسه است، با یک کانال باندهپن^۶ روبرو هستیم، لذا روش‌های باند باریک در این کانال‌ها عملکرد خوبی ندارند. بنابراین از روش‌های شکل‌دهی پرتو باند پهن در این مقاله استفاده شده است.

توان باند محدود سیگنال به عنوان پایه استفاده می‌کند. مدل پایه تبدیل فوریه گسسته، تعدادی از ستون‌های فرکانس پایین ماتریس معکوس DFT کانال به عنوان پایه در نظر گرفته می‌شوند. در بسط نمایی مجموعه‌ای از توابع نمایی متعامد به عنوان پایه انتخاب می‌شوند. عیب بسط نمایی، عدم توانایی آن در دنبال کردن تغییرات کانال آکوستیک زیرآب است. بسط DFT در مقایسه با بسط نمایی عملکرد بهتری را در تخمین کانال از خود نشان می‌دهد و پیاده‌سازی آن به دلیل استفاده از بلوک‌های FFT و IFFT به راحتی قابل اجرا است اما مشکل اصلی آن نشت انرژی به هنگام پنجره‌سازی طیف فرکانسی برای محاسبه ضرایب BEM است. در این حالت سمبل‌های اطلاعات در ابتدا و انتهای پنجره دچار خطای قابل‌ملاحظه‌ای در دامنه و فاز می‌شوند و عملکرد روش DPSS در محاسبه ضرایب به علت تأثیر آن بر روی نویز و رنگی شدن نویز تنزل می‌یابد [۶]. اگر اطلاعات اولیه‌ای از تغییرات زمانی پروسه در دسترس باشد، توابع پایه‌ای را انتخاب می‌کنیم که شامل روند غالب تغییرات باشد. در غیر این صورت می‌توان هر تابع مستقل خطی را به عنوان پایه انتخاب کرد. معیار مناسب بودن انتخاب یک پایه، دقتی است که در تخمین کانال دارد [۶ و ۷].

مرجع [۸] یک سامانه مخابرات صوتی با یک فرستنده و گیرنده (SISO) را بررسی می‌کند که در آن عملکرد مدل‌های بسط پایه DPSS و DFT در تخمین کانال مقایسه شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که مدل DPSBEM دقت بهتری در تخمین کانال دارد. در حالتی که هیچ اطلاعات آماری از دنباله آر سالی در دسترس نباشد، DPSS با در نظر گرفتن طیف توان یکنواخت در باند فرکانسی محدود، بهترین تخمین را از دنباله ارائه می‌دهد.

با توجه به این‌که کانال مخابراتی زیر آب یک کانال متغیر با زمان سریع است لذا در این مقاله استفاده از بسط توابع متعامد لاگر به منظور تخمین کانال متغیر با زمان زیرآب برای یک روش MIMO-OFDM پیشنهاد شده است. به منظور متعادل‌سازی کانال و همچنین حذف تداخلات و سیگنال‌های مزاحم، MIMO-OFDM از شکل‌دهی پرتو وقتی فضا-زمان در گیرنده استفاده می‌کند. و به دلیل همانندسازی^۷ بین کانال و گیرنده در ساختار شکل‌دهنده پرتو پیشنهادی در گیرنده بجای فیلترهای TDL

^۶ Broadband

^۷ matching

^۵ spatial filtering

تابع تبدیل Z به صورت زیر است [۱۳]:

$$L_k(z, b) = \sqrt{1-b^2} \frac{(z^{-1}-b)^k}{(1-bz^{-1})^{k+1}} \quad k=0,1,2,\dots \quad (3)$$

که b قطب بهینه لاگر و k تعداد تپ‌های فیلتر است. فیلترهای دیجیتال لاگر، فیلترهایی با پاسخ ضربه نامحدود هستند که دارای تنها یک قطب بوده و همواره پایدار می‌باشند. از مزایای استفاده از این فیلترها در مقابل فیلترهای FIR و IIR می‌توان به تعداد طبقات کمتر برای طراحی، پایداری فیلتر، داشتن فاز خطی و ... اشاره کرد [۱۳]. شکل (۱) ساختار یک فیلتر دیجیتال لاگر را نشان می‌دهد. همانطور که در ساختار فیلتر لاگر مشاهده می‌شود تابع تبدیل طبقه اول، فیلتری پایین‌گذر و طبقات بعد تماماً فیلترهایی تمام‌گذر هستند.

محاسبه قطب بهینه لاگر

فیلترهای لاگر تنها یک قطب دارند. وجود قطب لاگر به عنوان یک عامل مزیت در طراحی فیلتر و تقریب سیستم توسط توابع متعامد لاگر می‌باشد زیرا یک درجه آزادی به مسئله می‌دهد و به دلیل اینکه مقدار بهینه این قطب به صورت Off-Line محاسبه می‌گردد. این فیلترها مشکل حجم بالای محاسباتی و فقی کردن قطب‌ها و مسئله ناپایداری جواب را نخواهند داشت. سه روش MinMax، MSE و روش اصلاح شده Bridging برای تعیین قطب فیلتر لاگر وجود دارند. در این مقاله از معیار مینیمم سازی خطا (MSE) بین تابع تبدیل مطلوب و تابع تبدیل تقریب زده شده، استفاده شده است. فرض می‌شود که $\tilde{h}(n)$ تخمین فیلتر لاگر از $h(n)$ است که با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$h(n) = \sum_{k=0}^N \alpha_k(b) L_k(m, b) \approx \tilde{h}(n) \quad (4)$$

معیار مورد نظر برای این تخمین، طبق معیار MSE به صورت زیر خواهد بود:

$$\varepsilon(b) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |\tilde{H}(e^{j\omega}) - H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (5)$$

با استفاده از تعامد توابع لاگر می‌توان رابطه (۴) را به صورت زیر ساده کرد:

$$\varepsilon(b) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |\tilde{H}(e^{j\omega})|^2 d\omega - \sum_{k=0}^N |\alpha_k(b)|^2 \quad (6)$$

در تقسیم‌بندی دیگری، روش‌های شکل‌دهی پرتو، به سه دسته کلی روش‌های فضا-زمان، فضا-فرکانس و تمام فضایی تقسیم‌بندی می‌شوند. از شکل‌دهنده‌های پرتو متداول فضا-زمان می‌توان به شکل‌دهنده پرتو فراست اشاره کرد. آرایه فراست از ترکیب خطی خروجی فیلترهای TDL متصل به هر آنتن در آرایه ساخته می‌شود [۱۰]. در یک آرایه وفقی خروجی هر المان آرایه در بردار وزن قابل کنترل ضرب می‌شود، وزن‌ها در هر مرحله با توجه به اطلاعات ورودی با معادلات مشخصی به منظور بهینه‌سازی دریافت سیگنال موردنظر و صفر قرار دادن در محل تداخلات، به‌روزرسانی می‌شوند. از مزایای این روش می‌توان به بهبود نسبت سیگنال به نویز و تداخل، آشکار سازی صحیح سیگنال و حذف تداخلات موجود، تفکیک منابع موجود در فضا، بهینه‌سازی توان سیگنال و کنترل توان و ... اشاره کرد [۹-۱۰].

ساختار مقاله به شرح زیر است: در ابتدا توضیح مختصری در رابطه با توابع متعامد لاگر، فیلترهای دیجیتال لاگر و نحوه محاسبه قطب بهینه لاگر بیان خواهد شد. در بخش ۲ مدل‌سازی کانال متغیر با زمان در زیرآب و چگونگی استفاده از بسط متعامد لاگر برای تخمین کانال بیان می‌شود. روش پیشنهادی در بخش ۳ بررسی می‌شود و در نهایت نتایج شبیه‌سازی و مقایسه آن با سایر BEM‌های استفاده شده در بخش ۴ آورده خواهد شد.

توابع متعامد لاگر

دنباله گسسته زمان لاگر مرتبه k به وسیله متعامدسازی گرام-اشمیت دنباله‌ای $f_k[n, b] = n^k b^n \quad k \in N, |b| < 1$ از رابطه زیر به دست می‌آیند [۱۲]:

$$l_k[n, b] = \sqrt{1-b^2} \sum_{j=0}^k (-1)^{k+j} \binom{k}{j} \binom{n+k-j}{k} b^{n+k-2j} \quad (1)$$

$$\binom{k}{j} = \frac{k!}{j!(k-j)!}$$

که b پارامتر لاگر نامیده می‌شود و $|b| < 1$ ، k مرتبه دنباله گسسته زمان لاگر و n متغیر مستقل گسسته زمان است. نشان داده می‌شود که توابع پایه لاگر از رابطه بازگشتی زیر به دست می‌آیند [۱۲]:

$$bl_k[n, b] + l_{k+1}[n, b] = l_k[n-1, b] + bl_{k+1}[n-1, b] \quad (2)$$

همچنین نشان داده می‌شود که توابع گسسته زمان لاگر، دارای

▼ Frost beamformer

بنابراین سیگنال دریافتی با استفاده از کانونلوشن خطی متغیر با زمان (LTV) در حضور نویز $z(n)$ به صورت زیر خواهد بود:

$$y(n) = \sum_{l=0}^L h(n;l)x(n-l) + z(n) \quad (9)$$

که $x(n)$ ، n مین سمبل ارسالی توسط فرستنده و $y(n)$ ، n مین سمبل دریافتی در گیرنده می باشد. فرض می شود که نویز $z(n)$ i.i.d و دارای توزیع $CN(0, \delta^2)$ است و $L = \lceil \tau_{\max} / T_s \rceil$ تعداد تپ های کانال است. بنابراین به ازای یک بلوک N تایی اطلاعات، تعداد کانال های متغیر با زمان برابر با $N(L+1)$ خواهد بود. ذکر این نکته ضروری است که نویز موجود در زیرآب در حالت کلی سفید نیست اما به دلیل کم بودن پهنای باند کاری در حالت فوق و استفاده از روش OFDM می توان نویز را در هر یک بلوک های OFDM سفید در نظر گرفت.

پس از حذف فاصله محافظ در OFDM، رابطه خروجی را به فرم ماتریسی می توان به صورت زیر نیز بیان کرد:

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_0 \\ \vdots \\ F_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0(0) & & H_{N-1}(0) \\ & \ddots & \\ H_0(N-1) & & H_{N-1}(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(0) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z(0) \\ \vdots \\ Z_{N-1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

که در رابطه فوق داریم:

$$F_k = \left[e^{-\frac{j2\pi}{N}k_0}, \dots, e^{-\frac{j2\pi}{N}k(N-1)} \right] \quad (11)$$

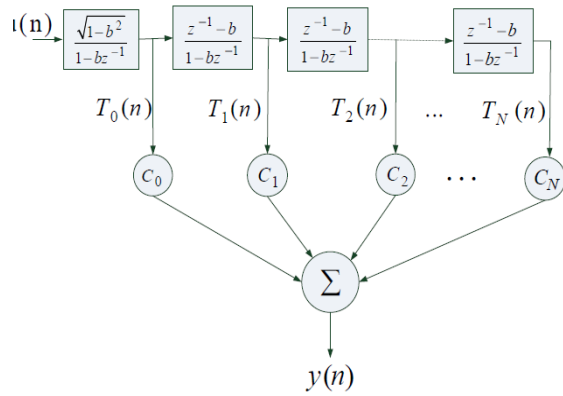
$$H_m(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(n,l) e^{\frac{j2\pi n}{N}(k-m)} \quad (12)$$

$$l = 1, 2, \dots, L$$

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z(n) e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (13)$$

تخمین کانال با استفاده از بسط توابع متعامد لاگر

به دلیل اینکه سرعت تغییرات کانال در داخل بلوک OFDM، از سمبلی به سمبل دیگر، شدید نیست، می توان $H_m(k)$ را تابعی با تغییرات آرام تصور کرد. در حالت کلی تعداد ضرایب مجهول کانال که باید تخمین زده شوند، برابر با N^2 می باشد در حالی که تعداد مقادیر معلوم در گیرنده حداکثر برابر با N است که در واقع همان سمبل های راهنما می باشد که برای گیرنده شناخته شده هستند. جهت کاهش دادن تعداد پارامترهای مجهول برای نمایش دادن کانال می توان از بسط توابع متعامد استفاده کرد.



شکل ۱: یک فیلتر دیجیتال لاگر از مرتبه N [۱۳]

نشان داده می شود با مشتق گیری از $\mathcal{E}(b)$ نسبت به b ، معادله مینیمم سازی خطا به صورت زیر ساده می شود [۱۴-۱۵]:

$$\sum_{k=0}^N \alpha_k(b) - \frac{d}{db} \alpha_k(b) = \frac{L+1}{1-b^2} \alpha_N(b) \alpha_{N+1}(b) = 0 \quad (V)$$

بنابراین b_{opt} یکی از ریشه های $\alpha_N(b) = 0$ و یا $\alpha_{N+1}(b) = 0$ می باشد. نشان داده شده است که قطب بهینه لاگر با حل معادله $\alpha_{N+1}(b) = 0$ به دست می آید [۱۴-۱۵].

مدلسازی سامانه

مدل کانال متغیر با زمان زیرآب

کانال مخابراتی زیرآب، کانالی متغیر با زمان می باشد که دارای گزینندگی زمانی و فرکانسی است. پاسخ ضربه این کانال به صورت زیر تعریف می شود:

$$h(n,l) = \sum_i \alpha_i(n) \delta(n - \tau_i(n)) e^{-j2\pi(f_d)_i n} \quad (A)$$

که $\alpha_i(n)$ ضریب کانال مسیر l ام، $\tau_i(n)$ تأخیر مسیر l ام و $(f_d)_i$ شیفت دوپلر مسیر l ام می باشد که به دلیل تغییرات زمانی کانال صوتی زیرآب به صورت تصادفی مدل می شوند.

تغییر پذیری دامنه کانال در مدل توسط ضرایب $\alpha_i(n)$ ایجاد می شود. در حالت کلی تغییرات زمانی کانال را می توان به دو صورت محوشدگی کند و محوشدگی سریع در نظر گرفت. در مدل محوشدگی کند تغییرات زمانی کانال از یک بلوک OFDM به بلوک OFDM بعدی در نظر گرفته می شود در حالیکه در مدل محوشدگی سریع تغییرات زمانی در داخل بلوک OFDM نیز در نظر گرفته می شود. در این مقاله مدل محوشدگی کند در نظر گرفته شده است. بدلیل پیچیدگی که مدلسازی و تخمین ضرایب کانال محوشدگی سریع با آن مواجه است و عمده مقالات مدل محوشدگی کند در نظر گرفته می شود.

^afast fading

^aslow fading

به کار می‌بریم استفاده از اینترپولاسیون خطی بین ضرایب می‌باشد [۱۶]. با توجه به این که تغییرات کانال در طول بلوک OFDM آرام فرض شده است و همچنین در نظر گرفتن این که بین ضرایب کانال در طول یک بلوک همبستگی وجود دارد، می‌توان با استفاده از سمبل‌های راهنما و روش اینترپولاسیون خطی، ضرایب بسط را با دقت خوبی تخمین زد. به طور مثال برای محاسبه ضرایب کانال با فرض داشتن ۹ سمبل راهنما و در نظر گرفتن ۳ ضریب در بسط پایه متعامد، ابتدا ضرایب ۱ و ۵ و ۹ را به عنوان ضرایب بسط انتخاب می‌کنیم و ضرایب دیگر را با استفاده از اینترپولاسیون خطی بین سه ضریب موجود به دست می‌آوریم:

$$H_1(n) = \alpha_{1,1}\varphi_1(n) + \alpha_{1,2}\varphi_2(n) + \alpha_{1,3}\varphi_3(n) \quad (16)$$

$$H_5(n) = \alpha_{5,1}\varphi_1(n) + \alpha_{5,2}\varphi_2(n) + \alpha_{5,3}\varphi_3(n) \quad (17)$$

$$H_9(n) = \alpha_{9,1}\varphi_1(n) + \alpha_{9,2}\varphi_2(n) + \alpha_{9,3}\varphi_3(n) \quad (18)$$

در این حالت با استفاده از اینترپولاسیون تفاضلات تقسیم شده نیوتون بین ضرایب اول و پنجم، ضرایب ۲، ۳ و ۴ را به دست می‌آوریم:

$$\alpha_{k,i} = \left(\frac{\alpha_{5,i} - \alpha_{1,i}}{5-1} \right) \times k - \left(\frac{\alpha_{5,i} - \alpha_{1,i}}{5-1} \right) + \alpha_{1,i} \quad (19)$$

$$k = 2, 3, 4, \quad i = 1, 2, 3$$

که در رابطه فوق i شماره ضریب BEM می‌باشد که از ۱ تا ۳ تغییر می‌کند و k مربوط به ضریبی است که محاسبه می‌شود. به طور مشابه با استفاده از اینترپولاسیون بین ضرایب ۵ و ۹، ضرایب ۶ و ۷ و ۸ را به دست می‌آوریم:

$$\alpha_{k,i} = \left(\frac{\alpha_{9,i} - \alpha_{5,i}}{9-5} \right) \times k - \left(\frac{\alpha_{9,i} - \alpha_{5,i}}{9-5} \right) + \alpha_{5,i} \quad (20)$$

$$k = 6, 7, 8, \quad i = 1, 2, 3$$

و سایر مؤلفه‌های کانال به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$H_2(n) = \frac{\alpha_{5,1} + 3\alpha_{1,1}}{4} \varphi_1(n) + \frac{\alpha_{5,2} + 3\alpha_{1,2}}{4} \varphi_2(n) + \frac{\alpha_{5,3} + 3\alpha_{1,3}}{4} \varphi_3(n)$$

$$H_3(n) = \frac{\alpha_{5,1} + \alpha_{1,1}}{2} \varphi_1(n) + \frac{\alpha_{5,2} + \alpha_{1,2}}{2} \varphi_2(n) + \frac{\alpha_{5,3} + \alpha_{1,3}}{2} \varphi_3(n)$$

$$H_4(n) = \frac{3\alpha_{5,1} + \alpha_{1,1}}{4} \varphi_1(n) + \frac{3\alpha_{5,2} + \alpha_{1,2}}{4} \varphi_2(n) + \frac{3\alpha_{5,3} + \alpha_{1,3}}{4} \varphi_3(n)$$

$$H_6(n) = \frac{\alpha_{9,1} + 3\alpha_{5,1}}{4} \varphi_1(n) + \frac{\alpha_{9,2} + 3\alpha_{5,2}}{4} \varphi_2(n) + \frac{\alpha_{9,3} + 3\alpha_{5,3}}{4} \varphi_3(n)$$

$$H_7(n) = \frac{\alpha_{9,1} + \alpha_{5,1}}{2} \varphi_1(n) + \frac{\alpha_{9,2} + \alpha_{5,2}}{2} \varphi_2(n) + \frac{\alpha_{9,3} + \alpha_{5,3}}{2} \varphi_3(n)$$

$$H_8(n) = \frac{3\alpha_{9,1} + \alpha_{5,1}}{4} \varphi_1(n) + \frac{3\alpha_{9,2} + \alpha_{5,2}}{4} \varphi_2(n) + \frac{3\alpha_{9,3} + \alpha_{5,3}}{4} \varphi_3(n) \quad (21)$$

باید به این نکته توجه کرد که سمبل‌های راهنما در طول بلوک OFDM با فواصل مشخص از هم قرار گرفته‌اند. به طور

در این حالت پاسخ کانال مربوط به زیر حامل k ام را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$H_m(k) \approx \sum_{i=0}^q \alpha_{k,i} \varphi_i(n) \quad (14)$$

که $\varphi_i(t)$ توابع پایه هستند و $\alpha_{k,i}$ ضریب متناظر با تابع پایه k ام می‌باشد. از آنجا که توابع پایه ثابت می‌باشند بنابراین برای تخمین کانال هر بلوک OFDM باید تعداد $q \times N$ ضریب را تخمین زد. تعداد توابع پایه برای تخمین کانال در هر زیر حامل از تعداد کل ضرایب مربوط به آن زیر حامل کمتر می‌باشد به عبارت دیگر همواره داریم: $q < N$. بر اساس نتایج شبیه سازی و در نظر گذراندن حداقل مربع خطا، می‌توان نتیجه گرفت که مجموعه کوچکی از توابع پایه، معمولاً $3 \leq q \leq 7$ جهت رسیدن به تخمینی قابل قبول از کانال مناسب می‌باشد. در این مقاله $q = 3$ در نظر گرفته شده است. بر اساس تجربه برای سرعت‌های واقعی مولفه‌های محیطی، نشان داده شده است که تعداد ضرایب مورد نیاز برای بسط ناچیز می‌باشد. با فرض $q = 3$ می‌توان رابطه خروجی برحسب توابع پایه به فرم ماتریسی به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix}_{(N \times 1)} = \begin{bmatrix} X(0) \exp(0,0) \varphi_1(0) & \dots \\ \vdots \\ X(0) \exp(0, N-1) \varphi_1(N-1) & \dots \\ X(N-1) \exp(N-1,0) \varphi_3(0) \\ \vdots \\ X(N-1) \exp(N-1, N-1) \varphi_1(N-1) \end{bmatrix}_{(N \times (3 \times N))} \times \begin{bmatrix} \alpha_{0,1} \\ \alpha_{0,2} \\ \alpha_{0,3} \\ \vdots \\ \alpha_{N-1,1} \\ \alpha_{N-1,2} \\ \alpha_{N-1,3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z(0) \\ \vdots \\ Z(N-1) \end{bmatrix}_{(N \times 1)} \quad (15)$$

در این حالت تعداد پارامترهای مجهول برای تخمین کانال از $N \times N$ به $3 \times N$ کاهش می‌یابد؛ اما با توجه به این که تعداد پارامترهای معلوم برای گیرنده با در نظر گرفتن سمبل‌های راهنما حداکثر برابر با N می‌باشد باز هم نمی‌توان $3 \times N$ مجهول مربوط به بسط را به دست آورد. بنابراین باید به نوعی تعداد ضرایب مجهول را کاهش دهیم. تنها زمانی می‌توانیم ضرایب مجهول را به دست آوریم که تعداد ضرایب مجهول کمتر یا مساوی تعداد معلومات باشد. روشی که برای محاسبه ضرایب

زمانی بین دو تپ مجاور فیلتر لاگر می‌باشد. $x_{m,j}(n)$ سیگنال نمونه برداری شده در هر تپ است که در رابطه زیر صدق می‌کند:

$$x_{m,j}(n) = x_m[n - (j-1)T] \quad m=1, \dots, L \quad j=1, \dots, J \quad (24)$$

که $x_m(n)$ سیگنال باند پهن در m مین هیدروفون بعد از بلوک تأخیر m ام است.

گام ۲- یافتن باند فرکانسی سیگنال مطلوب و محاسبه قطب بهینه فیلتر لاگر با استفاده از معیار MSE که به صورت Off-Line مطابق آنچه در قسمت (۲-۱) گفته شد، محاسبه می‌شود.

گام ۳- تعیین وزن‌های فیلتر با مینیمم سازی توان خروجی آرایه و با توجه به قید نگه داشتن جهت سیگنال مطلوب.

به دلیل اینکه در بسیاری از محیط‌ها اطلاعات آماری سیگنال مدام در حال تغییر است، وزن‌های شکل‌دهنده پرتو نیز باید تغییر کنند تا بهترین پاسخ را در خروجی شکل‌دهنده پرتو داشته باشیم. در حالتی که اطلاعاتی از سیگنال مطلوب در دسترس نباشد و تنها اطلاعات باند فرکانسی سیگنال مطلوب و نیز زاویه ورود سیگنال مطلوب به آرایه آنتنی در دسترس باشد، می‌توان از الگوریتم وقتی حداقل واریانس خطی محدود LCMV^۱ برای محاسبه وزن‌های آرایه استفاده کرد [۱۸].

لازم به ذکر است که گام‌های ۱ و ۲ به صورت Off-Line و تنها یک بار انجام می‌شوند و گام ۳ به صورت وقتی انجام می‌پذیرد. فلوجارت روش پیشنهادی نیز در شکل (۳) نشان داده شده است.

به‌روزرسانی وزن‌های گیرنده

برای حذف سیگنال‌های مزاحم، باید توان خروجی را کمینه نمود در حالی که قید عبور کامل سیگنال جهت مطلوب حفظ شود. نشان داده می‌شود که با استفاده از الگوریتم LMS و تخمین XX^T بجای R_{xx} ، رابطه به‌روزرسانی وزن‌ها به صورت زیر به دست خواهد آمد [۱۹]:

$$\begin{cases} w(n+1) = P[w(n) - \mu y(n)x(n)] + F \\ w(0) = F \end{cases} \quad (25)$$

که μ اندازه گام حرکت در تصحیح وزن‌ها، C ماتریس قید، $f = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ بردار قید و $1_M = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$ و $0_M = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ به صورت بردارهای ستونی به ترتیب شامل M یک و M صفر و P ماتریس تصویر بر روی فضای

مثال با در نظر گرفتن ۹ سمبل راهنما در طول یک بلوک OFDM با ۶۵ سمبل، محل قرار گرفتن سمبل‌های راهنما در طول بلوک می‌تواند به صورت

$$y_p = y(1), y(9), y(17), y(25), y(33), y(41), y(49), y(57), y(65)$$

باشد. با توجه به چیدمان سمبل‌های راهنما مشاهده می‌شود که بین هر دو سمبل راهنما تعداد ۸ سمبل داده قرار دارد. به دلیل اینکه تغییرات داخل بلوک OFDM از سمبلی به سمبل دیگر آرام فرض شده است، پس تغییرات ضرایب BEM را نیز در طول بلوک می‌توان آرام در نظر گرفت. در نتیجه ضرایب BEM مربوط به سمبل‌های داده را می‌توان با استفاده از اینتریپولاسیون بین ضرایب BEM، سمبل‌های راهنما را با دقت خوبی به دست آورد.

طراحی روش پیشنهادی

در این قسمت مراحل طراحی روش پیشنهادی با استفاده از فیلتر دیجیتال لاگر ارائه می‌شود:

گام ۱- جایگزینی فیلتر لاگر بجای فیلتر TDL در ساختار متداول شکل‌دهنده پرتو فضا-زمان.

شکل (۲) ساختار روش پیشنهادی را با استفاده از فیلترهای دیجیتال لاگر در شکل‌دهنده پرتو نشان می‌دهد. آرایه آنتنی در نظر گرفته شده، یک آرایه خطی با فاصله‌گذاری یکسان (ULA) است. وظیفه بلوک‌های تأخیر $T_1(\theta_0), \dots, T_M(\theta_0)$ یکسان سازی سیگنال‌های رسیده به آنتن‌های متفاوت در جهت زاویه مطلوب می‌باشد [۱۷]؛ که در آن

$$T_m(\theta_0) = \tau_m(\theta_0) + T_0 \quad (22)$$

$$\tau_m(\theta_0) = (m-1) \frac{d}{c} \sin(\theta_0) \quad (23)$$

که در روابط (۲۲) و (۲۳) $\tau_m(\theta_0)$ تأخیر سیگنال روی هیدروفون m ام نسبت به هیدروفون مرجع، d فاصله بین دو هیدروفون مجاور، C سرعت انتشار موج صوتی، T_0 تأخیر اعمالی برای جلوگیری از منفی شدن T و $\tau_m(\theta_0)$ تأخیر

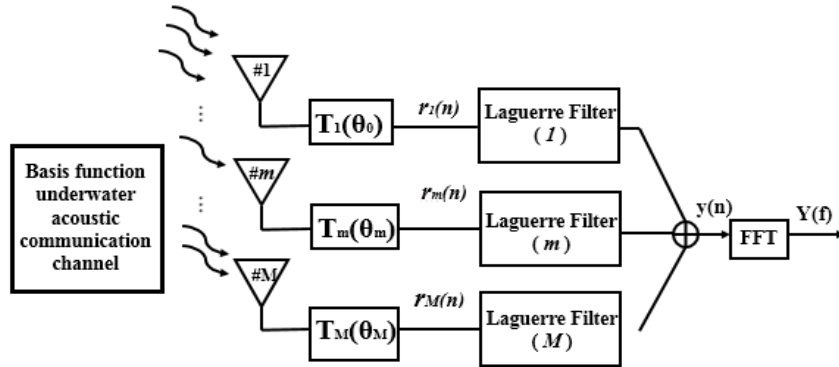
^۱ Linearly constrained minimum variance

$$C = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_M & \mathbf{0}_M & \dots & \mathbf{0}_M \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{1}_M & \dots & \mathbf{0}_M \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{0}_M & \dots & \mathbf{1}_M \end{bmatrix} \quad (28)$$

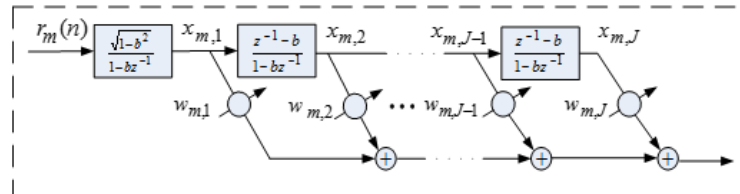
پوچ C ، بردار جواب شروع می‌باشد که از روابط زیر محاسبه می‌شوند:

$$P = I_{MJ} - C(C^T C)^{-1} C^T \quad (26)$$

$$g = C(C^T C)^{-1} f \quad (27)$$



(الف)



(ب)

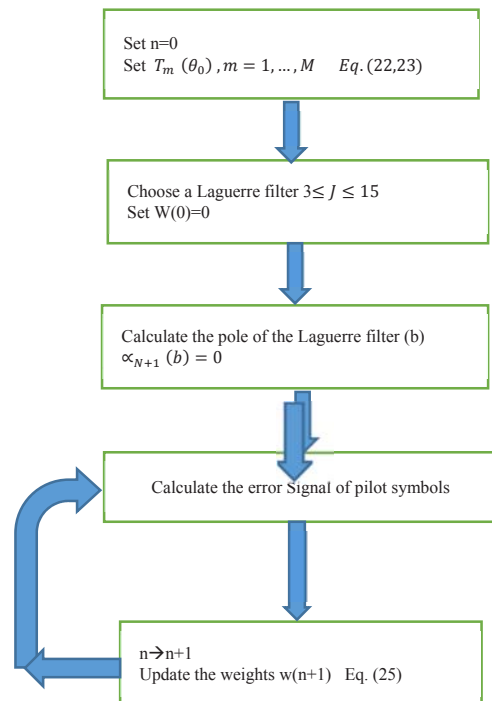
شکل ۲ (الف) ساختار کلی MIMO-OFDM پیشنهادی با استفاده از شکل‌دهنده پرتو و بسط توابع متعامد لاگر، (ب) فیلتر لاگر شاخه mام در گیرنده و فرستنده شکل‌دهنده پرتوی پیشنهادی

از تابع تبدیل فرکانسی فیلتر لاگر واضح است که مؤلفه‌های $x_{m,j}(n)$ بردار $x(n)$ در روش پیشنهادی که در رابطه (۲۵) آورده شده‌است، از رابطه (۲۹) محاسبه می‌شود:

$$\begin{cases} x_{m,1}(n) = bx_{m,1}(n-1) + \sqrt{1-b^2} r_m(n) \\ x_{m,j}(n) = x_{m,j-1}(n-1) + bx_{m,j}(n-1) - bx_{m,j-1}(n-1) \\ m = 1, 2, \dots, M \quad j = 2, 3, \dots, J \end{cases} \quad (29)$$

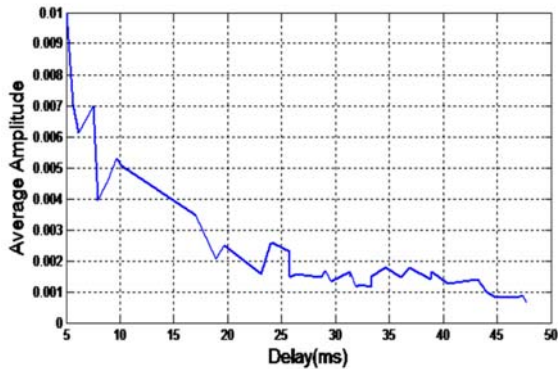
شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

در این قسمت به بررسی و تحلیل نتایج شبیه‌سازی، به منظور ارزیابی عملکرد روش ارائه شده و مقایسه آن با سایر روش‌های پرکاربرد BEM استفاده شده در مخابرات زیرآب می‌پردازیم. به دلیل ماهیت متغیر با زمان بودن کانال مخابرات صوتی زیرآب، این کانال به صورت تصادفی شبیه‌سازی می‌شود. کانال شبیه‌سازی شده دارای ۱۰ مسیر می‌باشد به طوری که $\alpha_i(n)$ دارای توزیع رایلی است به طوری که توان متوسط آن‌ها به صورت نمایی با

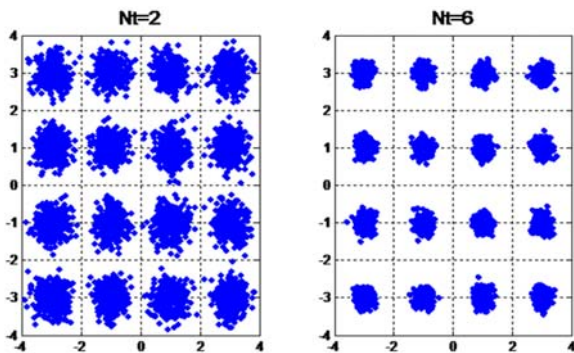


شکل ۳: فلوچارت روش پیشنهادی

تعیین شده است که سیستم واگرا نشود، همچنین سرعت همگرایی پایین نباشد. در هر مرحله آزمایش تعداد ۱۰۰۰ بلوک OFDM ارسال شده است و هر یک از نمودارهای رسم شده میانگین پنج بار اجرای برنامه در نرم افزار MATLAB است.



شکل ۴: تغییرات چندمسیری کانال مخابرات صوتی زیرآب به ازای زمان



شکل ۵: نمودار چینش سیگنال‌ها در SNR=20dB

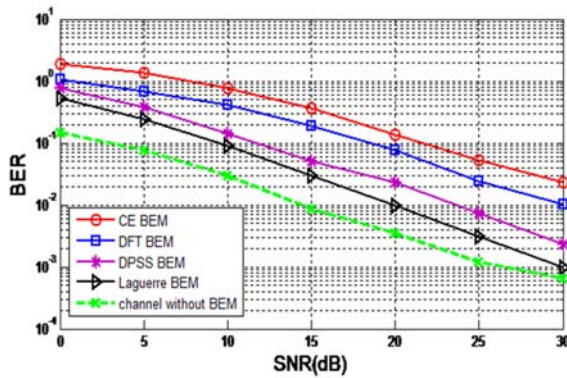
نمودار MSE برحسب تعداد بلوک‌های OFDM به ازای SNR=20dB در شکل (۶) آورده شده است. در این شکل عملکرد MIMO-OFDM که دارای شکل دهی پرتو وقتی توأم با استفاده از بسط توابع لاگر و فیلتر لاگر است با سه روش BEM بسط توابع نمایی، بسط DFT و بسط DPS مقایسه شده است. همچنین عملکرد روش بسط لاگر استفاده شده در تخمین کانال با کانال ایده آل (بدون اعمال بسط و تخمین ضرایب) مقایسه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود روش پیشنهادی، عملکرد بهتری نسبت به سه روش BEM بیان شده، دارد به طوری که در مقایسه با بسط نمایی باعث کاهش MSE تا حدود 6dB می‌شود و بهبود عملکرد آن نسبت به دو روش DFT و DPSS به ترتیب در حدود 3dB و 2dB می‌باشد. علاوه بر این با مقایسه نمودارهای مربوط به روش پیشنهادی و کانال ایده آل، مشاهده می‌شود که به دلیل این‌که تخمین حتماً دارای خطا است عملکرد روش تخمین

افزایش تاخیر ایجاد شده، کاهش می‌یابد و حداکثر کاهش ایجاد شده بین $\alpha_i(n)$ های اولین مسیر و آخرین مسیر در حدود 20dB است و $\tau_i(n)$ دارای توزیع نمایی با میانگین lms می‌باشد و نرخ دوپلر هر مسیر به صورت توزیع گوسی شبیه‌سازی شده است. شکل ۴ یک snapshot از توزیع این ضرایب را نشان می‌دهد. محور افقی تعداد ۱۰ مسیر انتخابی را بر حسب زمان (msec) به تصویر می‌کشد. همان‌طور که دیده می‌شود کانال به ازای تأخیرهای متفاوت، دارای تغییرات شدید زمانی است.

در ادامه برای انجام سایر شبیه سازی‌ها با توجه به زمان بر بودن نتیجه گیری، طول کانال برابر با ۵ در نظر گرفته شده است. با توجه به اینکه ساختار سامانه ارائه شده MIMO-OFDM می‌باشد، در شبیه‌سازی‌ها، طول هر بلوک OFDM، ۶۴ و مدولاسیون آن‌ها به منظور داشتن نرخ ارسال بالا، از نوع 16QAM فرض شده است. روش پیشنهادی بر اساس استفاده از سمبل‌های راهنما^{۱۱} و شکل دهی پرتو بصورت مشترک در فرستنده و گیرنده می‌باشد. در واقع با مینیمم سازی خطا بین سمبل‌های راهنمای ارسال شده و مقدار واقعی آنها وزنه‌های شکل‌دهی پرتو در فرستنده و شکل دهی پرتو در گیرنده بر اساس دو الگوریتم وقتی جداگانه و با دریافت هر بلوک OFDM بروز می‌شوند. نمودار چینش سیگنال‌ها در SNR=20dB برای یک سامانه MIMO با ۶ هیدروفون گیرنده و به ازای ۲ و ۶ ترانسدیوسر فرستنده در شکل (۵) رسم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود با افزایش تعداد ترانسدیوسرهای فرستنده، فاصله بین سیگنال‌ها افزایش می‌یابد در نتیجه سیگنال‌ها به راحتی از هم تفکیک می‌شوند و خطای کمتری در آشکارسازی سیگنال خواهیم داشت.

به منظور حذف تداخل بین سمبلی، فرض می‌شود که زمان محافظ بیشتر از ماکزیمم تاخیر کانال باشد. در شبیه‌سازی‌ها این زمان برابر $T_g = 25ms$ در نظر گرفته شده است. سیگنال صوتی دارای پهنای باند 10kHz و فرکانس مرکزی $f_0 = 15kHz$ می‌باشد. در شبیه‌سازی‌ها، مؤلفه‌های نویز روی هیدروفون‌های گیرنده مستقل از هم و مستقل از سیگنال دریافتی فرض می‌شود. زاویه ورود سیگنال مطلوب 70° و پراکندگی زاویه ورود 10° در نظر گرفته شده است. تعداد هیدروفون‌های گیرنده ۶ می‌باشد و تعداد تپ‌های فیلتر در سمت فرستنده و گیرنده ۳ در نظر گرفته شده است. فرستنده و گیرنده آرایه‌های خطی با فاصله‌گذاری یکنواخت فرض شده است که فاصله بین دو المان متوالی در آن نصف طول موج سیگنال می‌باشد. ساین گام الگوریتم LMS به منظور به‌روزرسانی وزن‌ها در گیرنده $0.0008/\mu_v =$ در نظر گرفته شده است؛ که این مقدار به صورت تجربی با استفاده از روش سعی و خطا در شبیه‌سازی‌ها به‌گونه‌ای

^{۱۱} pilot subcarriers

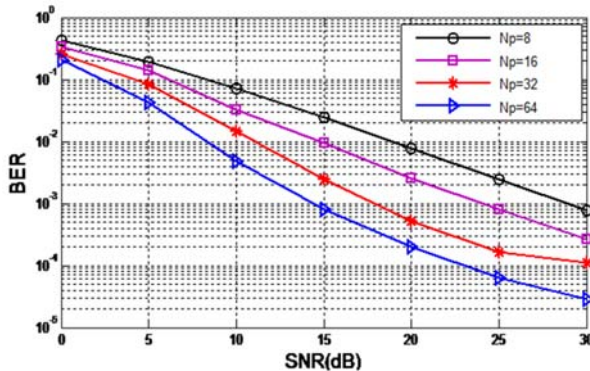


شکل ۷: نمودار BER برحسب SNR به ازای BEM‌های نمایی، DFT، DPS.

روش پیشنهادی و کانال ایده آل

هر چه کانال هموارتر و دارای تغییرات کمتری باشد، زیرحامل‌های کمتری احتیاج است اما اگر تغییرات کانال شدید باشد با افزایش تعداد زیرحامل‌های راهنما عملکرد بهتری خواهد شد.

اثر افزایش تعداد هیدروفون‌های گیرنده در روش پیشنهادی در شکل (۹) رسم شده است. برای شبیه‌سازی MIMO-OFDM با ۴ ترانسدیوسر فرستنده و تعداد سمبل‌های راهنما ۸ در نظر گرفته شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود با افزایش تعداد هیدروفون‌ها عملکرد بهبود قابل توجهی خواهد داشت. علاوه بر این با افزایش تعداد هیدروفون‌ها در روش‌های شکل‌دهی پرتو جدا سازی سیگنال مطلوب از سایر سیگنال‌های موجود ساده‌تر می‌شود. به منظور بررسی توانایی روش پیشنهادی در حذف تداخلات موجود در محیط، الگوی تشعشعی هیدروفون‌های گیرنده در شکل (۱۰) آورده شده است.

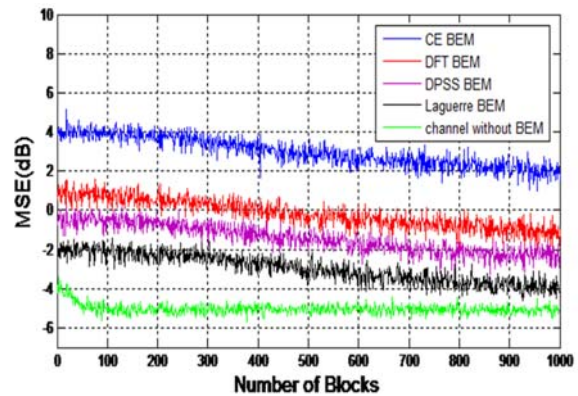


شکل ۸: نمودار BER برحسب SNR به ازای مقادیر مختلف سمبل‌های راهنما

در روش پیشنهادی

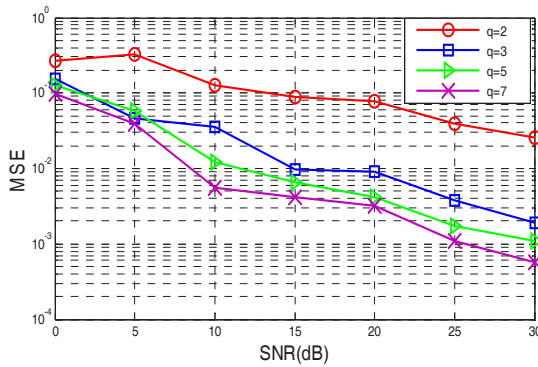
پیشنهادی بدتر از روش ایده آل می‌باشد. همان‌طور که مشاهده می‌شود روش ایده آل سریع‌تر همگرا شده و در ابتدا عملکرد روش پیشنهادی بدتر می‌باشد اما با افزایش تعداد بلوک‌ها عملکرد بهبود می‌یابد. هر چه روش پیشنهادی به روش ایده آل نزدیکتر باشد، عملکرد تخمین انجام شده بهتر خواهد بود.

شکل (۷) نمودار BER برحسب SNR را برای پنج حالت شکل‌دهی پرتو با بسط توابع لاگرو با استفاده از بسط نمایی، DFT، DPS و کانال ایده آل نشان می‌دهد. با مقایسه خطای بیت روش‌های موجود، مشاهده می‌شود که روش لاگرو خطای کمتری در آشکارسازی سیگنال ارسالی دارد به طوری که نمودار BER روش پیشنهادی در SNR=25dB نسبت به بسط نمایی، حدود 10 برابر کاهش یافته است. بنابراین تخمین صحیح‌تری را از سیگنال ارسالی در گیرنده خواهیم داشت. علاوه بر این فیلترهای لاگرو مزیت سادگی محاسباتی را به دلیل یکسان بودن ساختار فیلترها دارند. مشابه آنچه در قبل گفته شد، مشاهده می‌شود که خطای کانال ایده آل کمتر از روش پیشنهادی می‌باشد و علت این امر خطایی است که تخمین ضرایب کانال دارد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود در SNRهای پایین عملکرد بدتر خواهد بود اما با افزایش میزان SNR عملکرد بهتر می‌شود و تخمین انجام شده به کانال ایده آل نزدیک‌تر است. به منظور بررسی عملکرد روش پیشنهادی، شکل (۸) اثر افزایش تعداد سمبل‌های راهنما را نشان می‌دهد. انتخاب تعداد زیرحامل‌های راهنما به نوع کانال بستگی دارد.



شکل ۹: نمودار MSE برحسب تعداد بلوک‌های OFDM به ازای BEM‌های

نمایی، DFT، DPS، روش پیشنهادی و کانال ایده آل در SNR=20dB

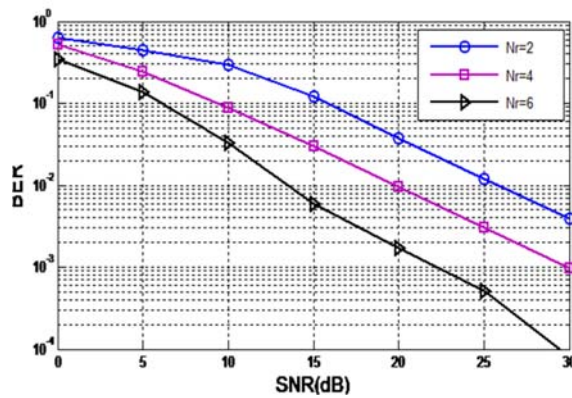


شکل ۱۰: نمودار خطای بسط لاگر در تخمین ضرایب کانال بر حسب SNR به ازای ۱، ۳، ۵، ۷، ۹

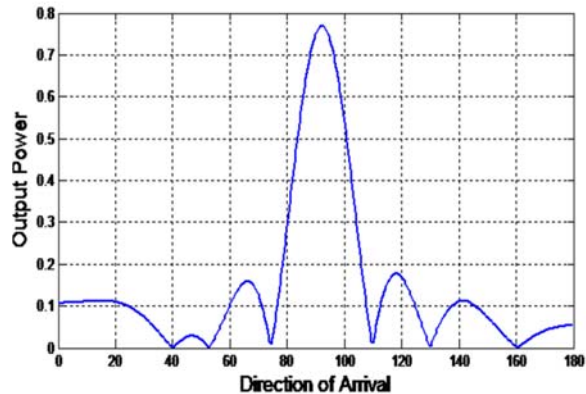
زیاد است و با توجه به تغییرات کانال از سمبلی به سمبل دیگر، واضح است که مقادیر تخمین زده شده دارای خطای بیشتری باشند. با افزایش q تعداد سمبل‌هایی که با استفاده از درون‌یابی تخمین زده می‌شوند، کاهش می‌یابد و با توجه به اینکه تغییرات در داخل بلوک OFDM، از سمبلی به سمبل دیگر آرام تصور شده است، تخمین بهتری از کانال خواهیم داشت؛ اما افزایش بیشتر q در کاهش خطا تأثیر چندانی نخواهد داشت زیرا تغییرات در داخل بلوک OFDM، آرام فرض شده است و اینترپولاسیون نیوتون تخمین مناسبی را از ضرایب کانال ارائه می‌دهد. در شبیه‌سازی‌ها $q = 3$ در نظر گرفته شده است؛ زیرا در این حالت هم تخمین مناسبی از کانال داریم و هم تعداد پارامترهای مجهول به طور قابل توجهی کاهش می‌یابد، لذا پیچیدگی محاسباتی پایین‌تر است.

جمع بندی

در این مقاله روشی جدید برای شکل‌دهی پرتو وقتی و فضا-زمان در گیرنده یک سامانه مخابرات صوتی MIMO-OFDM در زیرآب با استفاده از فیلترهای لاگر ارائه شد. همچنین عملکرد روش پیشنهادی را با بسط‌های نمایی، DFT، DPS و کانال ایده آل مقایسه گردید. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی به دلیل همانندسازی استفاده شده بین کانال و گیرنده به وسیله فیلترهای لاگر در ساختار شکل‌دهنده پرتو و استفاده از بسط متعامد لاگر برای تخمین و جبران سازی تغییرات زمانی کانال، عملکرد بهتری نسبت به بسط توابع نمایی، DFT و DPS دارد. از مزایای روش پیشنهادی می‌توان به کاهش تعداد وزن‌ها و همچنین کاهش حجم محاسباتی به دلیل ساختار یکسان طبقات فیلتر لاگر اشاره کرد. بدلیل ساختار IIR فیلترهای لاگر، عملکرد آن از فیلترهای FIR مشابه بهتر است اما از طرفی به دلیل پایداری ذاتی فیلترهای لاگر مشکل ناپایداری قطب نسبت به سایر روش‌های IIR وجود نخواهد داشت.



شکل ۹: نمودار BER بر حسب SNR به ازای مقادیر مختلف هیدروفون در روش پیشنهادی



شکل ۸: الگوی تشعشعی گیرنده روش پیشنهادی به ازای سیگنال مطلوب ۹۰ درجه و دو تداخل ۴۰ و ۱۶۰

برای شبیه‌سازی زاویه سیگنال مطلوب 90° و دو سیگنال تداخلی با زوایای 40° و 160° در نظر گرفته شده است و فرض می‌شود سیگنال مطلوب با نویز و تداخل ناهمبسته باشد و تعداد هیدروفون‌های گیرنده ۸ می‌باشد. همان‌طور که مشاهده می‌شود روش پیشنهادی به خوبی قادر به حذف اثر تداخلات می‌باشد. نمودار در جهت سیگنال مطلوب، ماکزیمم توان را از خود عبور می‌دهد و در زوایای تداخل نال قرار داده شده است.

به منظور بررسی تأثیر تعداد ضرایب BEM در تخمین کانال، نمودار خطای ایجاد شده در تخمین به ازای مقادیر ۲، ۳، ۵، ۷، ۹ در شکل ۱۰ آورده شده است.

برای شبیه‌سازی تعداد سنسورها در فرستنده و گیرنده به ترتیب ۲ و ۴ در نظر گرفته شده است و سایر پارامترهای شبیه‌سازی مشابه آنچه گفته شد، در نظر گرفته می‌شود. همان‌گونه که در شکل ۵-۶ مشاهده می‌شود که در ابتدا با افزایش یک ضریب، خطای تخمین به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد اما با افزایش بیشتر تعداد ضرایب، تأثیر چندانی در کاهش خطای تخمین نداریم. علت این امر این است که وقتی q کوچک انتخاب می‌شود تعداد سمبل‌هایی که باید با استفاده از درون‌یابی محاسبه شوند

- [10] Lim, "Broadband FIR beamformer for underwater acoustic communication" *proceedings of the fifteenth international offshore and polar engineering conference*, Seoul, Korea, pp.1-4, Jun 2006.
- [11] M.A. Masnadi-Shirazi, M. Aleshams," Laguerre discrete-time filter design", *Pergamon J. Comput. Electric. Eng.* Vol. 29, pp. 173-192, 2003.
- [12] S. R. Seydnejad and R. Ebrahimi, "Broadband beamforming using Laguerre filters, *Elsevier J. Signal Process.* Vol. 92, pp. 1093-1100, 2012.
- [13] T. O. e Silva, "On the determination of the optimal pole position of Laguerre filters", *IEEE Trans. Signal Process.* Vol. 43, pp. 2079-2587, Sept. 1995.
- [14] M.A. Masnadi-Shirazi and M. Ghasemi, "Laguerre digital filter design ", *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing* (Volume: 2), Detroit, pp. 1284 – 1287, 9-12 May 1995.
- [15] X. Dong, W.-S. Lu, and A. Soong, "Linear interpolation in pilot symbol assisted channel estimation for OFDM," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 6, No. 5, pp. 1910-1920, May 2007.
- [16] C. K. Kim, K. Lee and Y. S. Cho, "Adaptive beamforming algorithm for OFDM Systems with antenna arrays" *IEEE Trans. on Consumer Electronic*, Vol.64, No.4, pp.1052-1058, 2000.
- [17] W. Liu, "Adaptive wideband beamforming with sensor delaylines", *Signal Processing* 89 (2009) 876-882
- [18] L. C. Godara, *Smart Antennas*. CRC Press, 2004.
- [19] Z.H. Wang, S. Zhou, G. B. Giannakis, C. R. Berger, and J. Huang, "Frequency-domain oversampling for zero-padded OFDM in underwater acoustic communications", *in Proc. IEEE Global Commun. Conf. Miami, FL*, Dec. 2012, DOI: 10.1109/GLOCOM.2012.
- [1] P.C. Etter, "Recent advances in underwater acoustic modelling and simulation" *Journal of sound and vibration*, 240 (2), pp.351-383, 2001.
- [2] M. Stojanovic, J. Preisig, "Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization", *IEEE Commun. Mag.* 47 (1) (2009) 84-89.
- [3] F. Qu and L. Yang, "On the estimation of doubly-selective fading channels, *in Proc. of Conference on Info. Sciences and Systems*. The Princeton Univ. Princeton, March 19-21 2008, pp. 17-24.
- [4] H Yu, A Song, M Badiy, F Chen, F Ji "Iterative estimation of doubly selective underwater acoustic channel using basis expansion models" *Ad Hoc Networks*, Vol. 34 Issue C, November 2015, pp.1-10, 2015.
- [5] C. Liu, Y. Zakharov, and T. Chen, "Doubly selective underwater acoustic channel model for a moving transmitter/receiver, *IEEE Trans. Veh. Technol.* Vol. 61, No. 3, pp. 938-950, Mar. 2012.
- [6] T. Zeman and C. F. Mecklebrauker, "Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences, *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 53, No. 9, pp. 3597-3607, September 2005.
- [7] F. Qu and L. Yang, "Basis expansion model for underwater acoustic channels? *MTS/IEEE OCEANS Conf.* Québec City, Québec, Canada, Sep. 2008
- [8] Z. Tang, R. C. Cannizzaro, G. Leus, and P. Banelli, "Pilot-assisted time varying channels estimation for OFDM systems", *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 55, No. 5, pp. 2226-2238, May 2007.
- [9] Allen, B., and M. Ghavami, *Adaptive array systems: fundamentals and applications*, New York: Wiley, 2005.

