

# شکل دهی پرتو فضا-زمان وفقی برای یک سیستم مخابرات صوتی MIMO-OFDM

## در زیر آب با استفاده از بسط توابع متعامد

حدیثه زارع حقیقی<sup>۱</sup>، داریوش عباسی مقدم<sup>۲</sup> و سعیدرضا سیدنژاد<sup>۳</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق مخابرات دانشگاه شهید باهنر کرمان ، hadis.zarehaghghi@yahoo.com

<sup>۲</sup> بخش مهندسی برق، دانشکده فنی، دانشگاه شهید باهنر کرمان، کرمان، ایران، abbasimoghadam@uk.ac.ir

<sup>۳</sup> بخش مهندسی برق، دانشکده فنی، دانشگاه شهید باهنر کرمان، کرمان، ایران، ssydneyjad@uk.ac.ir

چکیده - در سالهای اخیر مخابرات صوتی زیر آب به دلیل کاربردهای گسترده آن در جنبه های مختلف علمی، تجاری و نظامی بسیار مورد توجه قرار گرفته است. محیط های زیر آب به دلیل تغییر پذیری محیط، جزء محیط های متغیر با زمان به شمار می روند و کانال مخابراتی در این محیط ها دارای گزینندگی زمانی و فرکانسی خواهد بود. یک کانال متغیر با زمان را می توان با استفاده از بسط توابع پایه به منظور دنبال کردن تغییرات زمانی کانال مدل کرد. در این حالت بجای تخمین کانال کافیسیت تنها چند ضریب را تخمین بزنیم در نتیجه کاهش قابل ملاحظه ای در حجم محاسبات خواهیم داشت. در این مقاله از بسط توابع متعامد لاگر برای مدل کردن کانال مخابرات صوتی MIMO-OFDM در زیر آب استفاده شده است و سیستم MIMO-OFDM دارای شکل دهی پرتو فضا-زمان وفقی در گیرنده می باشد. نتایج به دست آمده نشان می دهد که استفاده همزمان از شکل دهنده پرتو وفقی و بسط توابع متعامد بهبود قابل توجهی در عملکرد سیستم مخابرات صوتی در زیر آب خواهد داشت. کلید واژه- بسط توابع متعامد، توابع متعامد لاگر، سیستم MIMO-OFDM، گزینندگی زمانی و فرکانسی، مخابرات صوتی زیر آب.

### ۱- مقدمه

کانال های زیر آب دارای ویژگی های خاصی هستند که آنها را از کانال های رادیویی متمایز می سازد. ویژگی های اصلی این کانال ها عبارتند از سرعت کم صوت، انتشار چندمسیری، متغیر با زمان بودن کانال، محدود بودن پهنای باند و تضعیف زیاد به ویژه در مسیرهای ارسال طولانی [۱]. این کانال ها به دلیل تغییر پذیری محیط، جزء کانال های متغیر با زمان به شمار می روند و می توان آنها را با استفاده از بسط توابع پایه (BEM) به منظور دنبال کردن تغییرات زمانی کانال مدل کرد. در این حالت به جای تخمین کانال کافیسیت تنها چند ضریب را تخمین بزنیم در نتیجه کاهش قابل ملاحظه ای در حجم محاسبات خواهیم داشت. عملکرد توابع پایه بر مبنای یک مدل صریح از تغییرات پارامتر می باشد و فرض می شود که سیر تغییرات پارامترهای متغیر با زمان را می توان با استفاده از یک ترکیب خطی از توابع پایه شناخته شده، تقریب زد [۲]. ضرایب BEM با انتخاب پایه های متفاوت، تغییر خواهد کرد. اگر اطلاعات اولیه ای از تغییرات زمانی پروسه در دسترس باشد، توابع پایه ای را انتخاب می کنیم که شامل روند غالب تغییرات باشد. در غیر این صورت می توان هر تابع مستقل خطی را به عنوان پایه انتخاب کرد [۳].

تاکنون پایه های متعامد مختلفی برای تخمین یک سیستم متغیر با زمان در زیر آب ارائه شده است که از جمله آنها می توان به توابع Karhunen-Loeve (KL)، توابع discrete prolate spheroidal (DPS)، پایه تبدیل فوریه گسسته discrete Fourier transform (DFT)، توابع نمایی مختلط و ... اشاره کرد [۴]. در مدل بردارهای ویژه متناظر با بزرگترین مقادیر ویژه ماتریس کواریانس کانال به عنوان پایه انتخاب می شوند، مدل DPS از بردار ویژه های متناظر با بزرگترین مقادیر ویژه طیف توان باند محدود سیگنال به عنوان پایه استفاده می کند و مدل پایه تبدیل فوریه گسسته، تعدادی از ستون های فرکانس پایین ماتریس معکوس DFT کانال به عنوان پایه در نظر گرفته می شوند. معیار مناسب بودن یک پایه، دقتی است که در تخمین کانال دارد [۵] و [۶].

در مرجع [۷] یک سیستم مخابرات صوتی با یک فرستنده و گیرنده (SISO) ارائه شده است که از دو مدل بسط DPS و DFT برای تخمین کانال استفاده می کند و سپس عملکرد دو روش با هم مقایسه شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که مدل DPSBEM دقت بیشتری در تخمین کانال دارد اما به دلیل رنگی کردن نویز، عملکرد بهتری را نسبت به DFTBEM از خود نشان نمی دهد.

که در رابطه فوق،  $b$  پارامتر بهینه لاگر و  $k$  تعداد تپ‌های فیلتر است.

## ۲-۲- محاسبه پارامتر بهینه لاگر

دو روش برای تعیین قطب فیلتر لاگر به صورت Off-Line وجود دارد: ۱- معیار MinMax و ۲- روش MSE. نشان داده می‌شود که قطب بهینه لاگر، بر اساس معیار MSE، از حل معادله زیر بدست می‌آید [۱۱]:

$$\sum_{k=0}^N \alpha_k(b) - \frac{d}{db} \alpha_k(b) = \frac{L+1}{1-b^2} \alpha_N(b) \alpha_{N+1}(b) = 0 \quad (3)$$

که در آن قطب بهینه لاگر با حل معادله  $\alpha_{N+1}(b) = 0$  بدست می‌آید [۱۱].

## ۳- مدلسازی سیستم

### ۳-۱- مدل سیستم متغیر با زمان

اگر  $h(n;l)$  را پاسخ ضربه سیستم متغیر با زمان گسسته در نظر بگیریم، سیگنال دریافتی با استفاده از کانولوشن خطی متغیر با زمان (LTV) در حضور نویز  $p(n)$  به صورت زیر خواهد بود:

$$y(n) = \sum_{l=0}^L h(n;l)x(n-l) + p(n) \quad (4)$$

که در آن،  $x(n)$ ،  $n$ مین سنبیل ارسالی توسط فرستنده،  $y(n)$ ،  $n$ مین سنبیل دریافتی در گیرنده، و  $L = \lceil \tau_{\max} / T_s \rceil$  تعداد تپ‌های کانال می‌باشد.

### ۳-۲- بسط توابع متعامد لاگر

تابع تبدیل سیستم را با استفاده از بسط توابع متعامد لاگر، می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$H(z) \approx \sum_{k=0}^q \alpha_k(b) L_k(z, b) \quad (5)$$

که در آن توابع متعامد  $L_k(z, b)$  از رابطه (۲) محاسبه می‌شود و  $\alpha_k(b)$  ضریب متناظر با تابع پایه  $k$ ام می‌باشد و از رابطه زیر بدست می‌آید [۱۱]:

$$\alpha_k(b) = \langle H(z) L_k(z, b) \rangle = \frac{1}{2\pi j} \oint_c H(z) L_k(z^{-1}, b) z^{-1} dz \quad (6)$$

که در آن، انتگرال روی منحنی بسته  $C$  گرفته می‌شود و  $C$  یک دایره با شعاع  $1 < r < \frac{1}{b}$  می‌باشد.

در این مقاله از بسط توابع متعامد لاگر به منظور تخمین کانال مخابرات صوتی متغیر با زمان برای یک سیستم MIMO-OFDM در زیر آب استفاده شده است که سیستم MIMO-OFDM دارای شکل‌دهی پرتو فضا-زمان وفقی در گیرنده می‌باشد. شکل‌دهی پرتو روشی است که به منظور آشکارسازی و تخمین صحیح سیگنال مورد نظر از بین سایر سیگنال‌های موجود، مورد استفاده قرار می‌گیرد [۸]. روش‌های شکل‌دهی پرتو در گیرنده را می‌توان به دو روش کلی باندباریک و باندپهن تقسیم کرد. به دلیل اینکه در سیستم‌های مخابراتی زیر آب، پهنای باند محدود می‌باشد و فرکانس مرکزی با پهنای باند قابل مقایسه است، با یک کانال باندپهن (Broadband) روبرو هستیم، لذا تکنیک‌های باندباریک در این کانال‌ها عملکرد خوبی ندارند [۹].

چهارچوب مقاله به شرح زیر است. در قسمت ۲ ابتدا توضیح مختصری در رابطه با توابع متعامد لاگر و فیلترهای دیجیتال لاگر بیان خواهد شد. در قسمت ۳ مدلسازی سیستم متغیر با زمان در زیر آب و چگونگی استفاده از بسط متعامد لاگر بیان خواهد شد. مدل سیستم پیشنهاد شده در قسمت ۴ بررسی می‌شود و در نهایت نتایج شبیه سازی و مقایسه آن با روش‌های موجود در قسمت ۵ انجام خواهد شد.

## ۲- توابع متعامد لاگر

### ۲-۱- توابع متعامد لاگر و فیلتر لاگر

یکی از توابع متعامد مهم که دارای ویژگیهای مفید در طراحی فیلترهای دیجیتال می‌باشند، توابع متعامد لاگر هستند و 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 [۱۰]. توابع متعامد لاگر یک چندجمله‌ای متعامد با رابطه زیر می‌باشند:

$$\begin{aligned} L_0(p, \alpha) &= 1 \\ L_1(p, \alpha) &= -p + \alpha + 1 \\ L_j(p, \alpha) &= \frac{2j + \alpha + 1 - p}{j} L_{j-1}(p, \alpha) - \frac{j + \alpha - 1}{j} L_{j-2}(p, \alpha) \end{aligned} \quad (1)$$

می‌توان نشان داد که توابع گسسته در زمان لاگر، دارای تابع تبدیل  $Z$  به صورت زیر می‌باشد، که فیلترهای دیجیتال لاگر از آنها استخراج می‌شود [۱۰]:

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

#### ۴- طراحی سیستم پیشنهادی

شکل (۱) ساختار سیستم پیشنهادی را با استفاده از فیلترهای متعامد لاگر و شکل دهنده پرتو فضا-زمان نشان می‌دهد. آرایه آنتنی در نظر گرفته شده، یک آرایه خطی با فاصله‌گذاری یکسان (ULA) است. وظیفه بلوک‌های تأخیر  $T_1(\theta_0), \dots, T_M(\theta_0)$  یکسان‌سازی سیگنال‌های رسیده به آنتن‌های متفاوت در جهت زاویه مطلوب می‌باشد [۱۲]. که در آن

$$T_m(\theta_0) = \tau_m(\theta_0) + T_0 \quad (۷)$$

$$\tau_m(\theta_0) = (m-1) \frac{d}{c} \sin(\theta_0) \quad (۸)$$

که در روابط (۷) و (۸)  $\tau_m(\theta_0)$  تأخیر سیگنال روی هیدروفون  $m$  نسبت به هیدروفون مرجع،  $d$  فاصله بین دو هیدروفون مجاور،  $c$  سرعت انتشار موج صوتی و  $T_0$  تأخیر اعمالی برای جلوگیری از منفی شدن  $T_m(\theta_0)$  و  $T$  تأخیر زمانی بین دو تپ مجاور فیلتر لاگر می‌باشد.  $x_{m,j}(n)$  سیگنال نمونه‌برداری شده در هر تپ است که در رابطه زیر صدق می‌کند:

$$x_{m,j}(n) = x_m[n - (j-1)T] \quad m=1, \dots, L \quad j=1, \dots, J \quad (۹)$$

که در آن  $x_m(n)$  سیگنال باندپهن در  $m$  امین هیدروفون بعد از بلوک تأخیر  $m$  است. از تابع تبدیل فرکانسی آن واضح است مؤلفه‌های  $x_{m,j}(n)$  بردار  $x(n)$  در سیستم پیشنهادی از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{cases} x_{m,1}(n) = bx_{m,1}(n-1) + \sqrt{1-b^2} r_m(n) \\ x_{m,j}(n) = x_{m,j-1}(n-1) + bx_{m,j}(n-1) - bx_{m,j-1}(n-1) \\ m=1, 2, \dots, M \quad j=2, 3, \dots, J \end{cases} \quad (۱۰)$$

خروجی سیستم شکل (۱) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$y(n) = w^T x(n) \quad (۱۱)$$

که در آن :

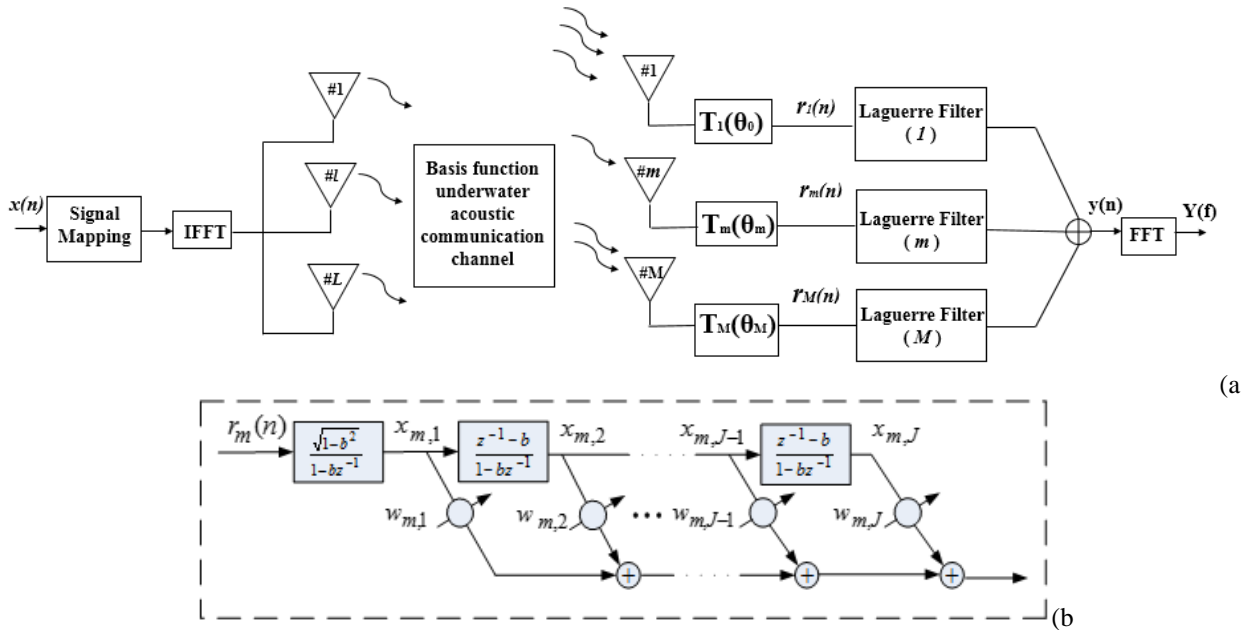
$$x(n) = [x_{11}(n) \dots x_{M1}(n) \dots x_{1J}(n) \dots x_{MJ}(n)]^T \quad (۱۲)$$

$$w = [w_{11} \dots w_{M1} \dots w_{1J} \dots w_{MJ}]^T \quad (۱۳)$$

برای حذف سیگنال‌های مزاحم، باید توان خروجی سیستم را کمینه نمود. در حالی که قید عبور کامل سیگنال جهت مطلوب حفظ شود. بنابراین مسأله بهینه‌سازی بردار وزن‌های آرایه به صورت مسأله بهینه‌سازی مقید بدست می‌آید:

$$\begin{cases} \min_w w^T R_{xx} w \\ \text{s.t. } C^T w = f \end{cases} \quad (۱۴)$$

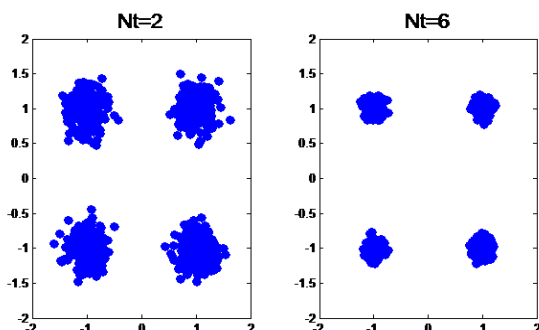
که در رابطه (۱۴)،  $R_{xx}$  ماتریس کواریانس اطلاعات،  $C$  ماتریس قید و  $f$  بردار قید می‌باشد. نشان داده می‌شود که با استفاده از الگوریتم LMS و تخمین  $xx^T$  بجای  $R_{xx}$  رابطه به‌روزرسانی وزن‌ها به صورت زیر به دست خواهد آمد [۱۳] :



شکل ۱- (a) ساختار کلی سیستم MIMO-OFDM پیشنهادی با استفاده از شکل دهنده پرتو و بسط توابع متعامد لاگر، (b) فیلتر لاگر شاخه  $m$  در

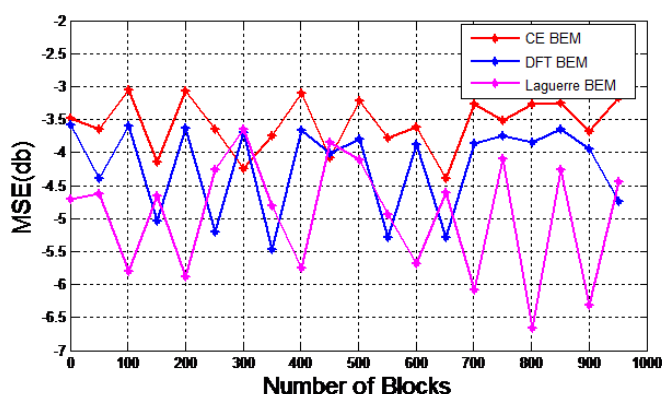
گیرنده شکل دهنده پرتو سیستم پیشنهادی

OFDM ۶۴ و مدولاسیون آنها از نوع 4QAM فرض شده است. نمودار چینش سیگنال‌ها در SNR=10db برای یک سیستم MIMO با ۶ هیدروفون گیرنده و به ازای ۲ و ۶ میکروفون فرستنده در شکل (۳) رسم شده است:



شکل ۳- نمودار چینش سیگنال‌ها در SNR=10db

به منظور حذف تداخل بین سمبلی، فرض می‌شود که زمان محافظ بیشتر از ماکزیمم تاخیر کانال باشد. سیگنال صوتی دارای پهنای باند 10kHz و فرکانس مرکزی  $f_0=25\text{kHz}$  می‌باشد. در شبیه‌سازی‌ها، مولفه‌های نویز روی هیدروفون‌های گیرنده مستقل از هم و مستقل از سیگنال دریافتی فرض می‌شود. زاویه ورود سیگنال مطلوب  $70^\circ$  و پراکندگی زاویه ورود  $10^\circ$  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. نمودار MSE بر حسب تعداد بلوک‌های OFDM به ازای SNR=10db در شکل (۴) آورده شده است. در این شکل عملکرد یک سیستم MIMO-OFDM که دارای شکل‌دهی پرتو فضا-زمان وفقی با استفاده از بسط توابع لاگر و فیلتر لاگر است با بسط توابع نمایی و بسط DFT، باهم مقایسه شده است. مشاهده می‌شود که سیستم پیشنهادی، عملکرد بهتری نسبت به دو روش دیگر دارد و باعث کاهش MSE تا حدود 3db می‌شود.



شکل ۴- نمودار MSE به ازای BEM‌های نمایی، DFT و لاگر

$$\begin{cases} \mathbf{w}(n+1) = \mathbf{P}[\mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{y}(n)\mathbf{x}(n)] + \mathbf{F} \\ \mathbf{w}(0) = \mathbf{F} \end{cases} \quad (15)$$

که در رابطه فوق،  $\mu$  اندازه گام حرکت در تصحیح وزن‌ها،  $\mathbf{C}$  ماتریس قید،  $\mathbf{f} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$  بردار قید و  $\mathbf{1}_M = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$  و  $\mathbf{0}_M = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$  به صورت بردارهای ستونی به ترتیب شامل  $M$  یک و  $M$  صفر و  $\mathbf{P}$  ماتریس تصویر بر روی فضای پوچ  $\mathbf{C}$ ، بردار جواب شروع می‌باشد که از روابط زیر محاسبه می‌شوند:

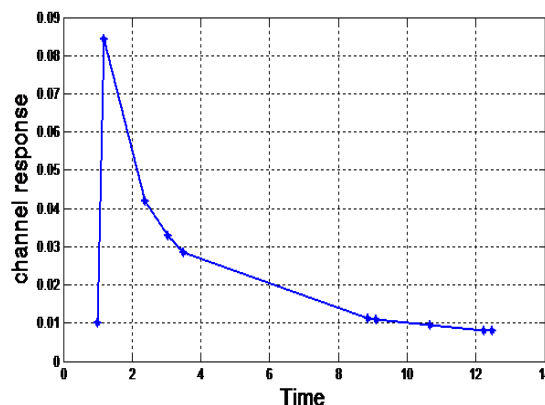
$$\mathbf{P} = \mathbf{I}_{MJ} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T \quad (16)$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (17)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_M & \mathbf{0}_M & \dots & \mathbf{0}_M \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{1}_M & \dots & \mathbf{0}_M \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{0}_M & \dots & \mathbf{1}_M \end{bmatrix} \quad (18)$$

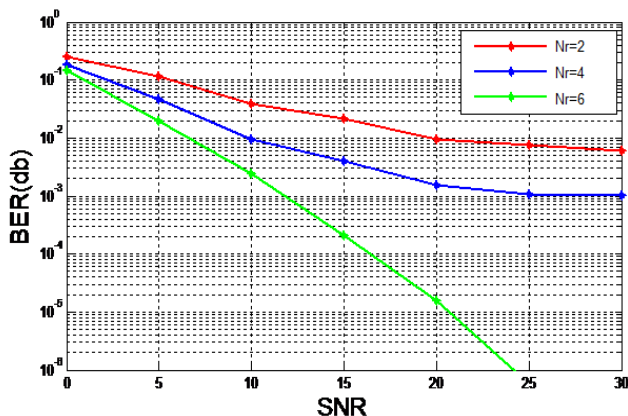
## ۵- نتایج شبیه سازی

در این قسمت به بررسی نتایج شبیه سازی شده، به منظور ارزیابی عملکرد روش ارائه شده و مقایسه آن با بسط پایه نمایی و DFT می‌پردازیم. با توجه به ماهیت تصادفی و متغیر با زمان بودن محیط‌های زیر آب، کانال مخابرات صوتی زیر آب به صورت نمایی تصادفی شبیه‌سازی شده است. کانال دارای ۱۰ مسیر می‌باشد. دامنه‌ی آن دارای توزیع ریلی است که به صورت نمایی کاهش می‌یابد و تاخیر بین مسیرها دارای توزیع نمایی با میانگین  $1\text{ms}$  می‌باشد. پاسخ ضربه‌ی این کانال در شکل (۲) آورده شده است:



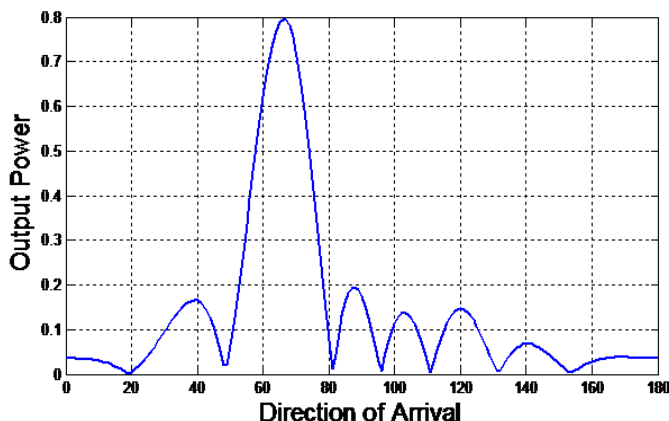
شکل ۲- پاسخ کانال مخابرات صوتی زیر آب

با توجه به اینکه ساختار MIMO-OFDM می‌باشد، طول هر بلوک



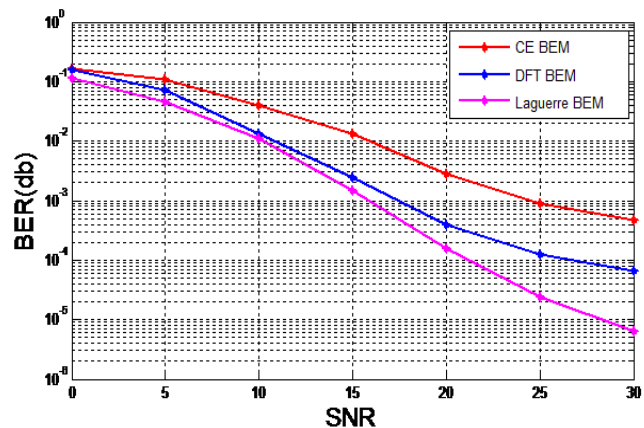
شکل ۷ - نمودار BER بر حسب SNR به ازای مقادیر مختلف هیدروفون برای شبیه سازی یک سیستم MIMO-OFDM با ۴ میکروفون فرستنده در نظر گرفته شده است. تعداد سمبل های راهنما ۸ و فیلتر لاگر با ۵ تپ در نظر گرفته شده است. همانطور که مشاهده می شود با افزایش تعداد هیدروفون ها عملکرد سیستم بهبود قابل توجهی خواهد داشت. زیرا با افزایش تعداد هیدروفون ها در روش های شکل دهی پرتو جداسازی سیگنال مطلوب از سایر سیگنال های موجود ساده تر می شود.

به منظور بررسی توانایی سیستم پیشنهادی در حذف تداخلات موجود در محیط، الگوی تشعشی هیدروفون های گیرنده در شکل (۸) آورده شده است. برای شبیه سازی زاویه سیگنال مطلوب  $70^\circ$  و یک سیگنال تداخلی با زاویه  $20^\circ$  در نظر گرفته شده است و فرض می شود سیگنال مطلوب با نویز و تداخل ناهمبسته باشد. تعداد هیدروفون های گیرنده ۸ و تعداد میکروفون های فرستنده ۴ می باشد. همانطور که مشاهده می شود نمودار تقریباً در زاویه  $70^\circ$  ماکزیمم توان را از خود عبور می دهد و در زاویه تداخل نال قرار داده شده است.



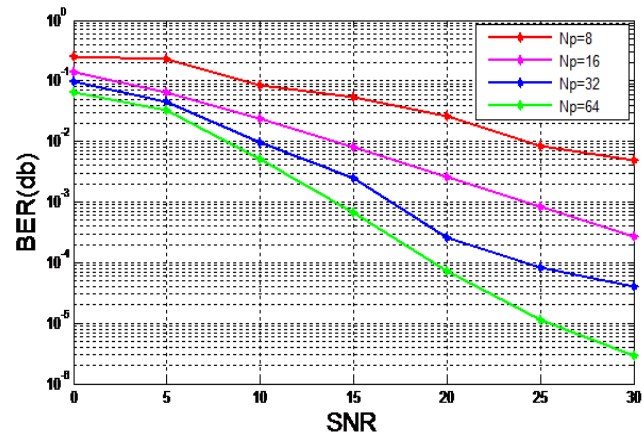
شکل ۸ - الگوی تشعشی گیرنده سیستم پیشنهادی در حضور تداخل

شکل (۵) نمودار BER بر حسب SNR را برای سه حالت شکل دهی پرتو با بسط توابع لاگر و با استفاده از بسط نمایی و DFT، نشان می دهد. با مقایسه خطای بیت دو روش مشاهده می شود که روش لاگر خطای کمتری در آشکارسازی سیگنال ارسالی دارد لذا تخمین صحیح تری را از سیگنال ارسالی در گیرنده خواهیم داشت.



شکل ۵ - نمودار BER به ازای BEM های نمایی، DFT و لاگر

به منظور بررسی عملکرد سیستم پیشنهادی، شکل (۶) اثر افزایش تعداد سمبل های راهنما را در سیستم نشان می دهد:



شکل ۶ - نمودار BER بر حسب SNR به ازای مقادیر مختلف سمبل های راهنما

برای شبیه سازی تعداد میکروفون های فرستنده و هیدروفون های گیرنده، به ترتیب ۲ و ۴ در نظر گرفته شده است و فیلتر لاگر استفاده شده دارای ۳ تپ می باشد. همانطور که در شکل (۶) مشاهده می شود با افزایش تعداد سمبل های راهنما عملکرد سیستم پیشنهادی بهبود می یابد.

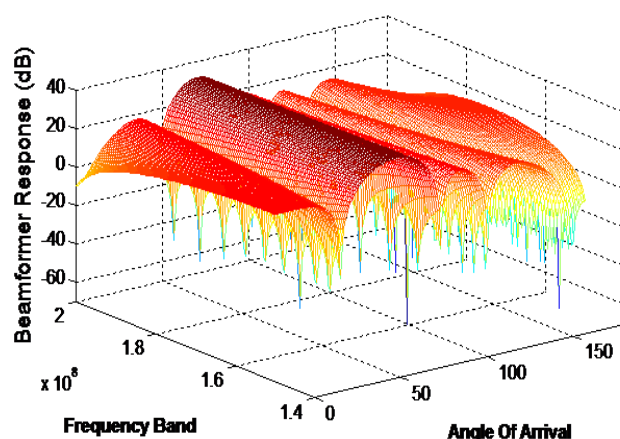
اثر افزایش تعداد هیدروفون های گیرنده در شکل (۷) رسم شده است:

می‌باشد، ساختار ارائه شده دارای شکل‌دهی پرتو پهن‌بند است. وسیله فیلترهای لاگر و بسط متعامد لاگر و همچنین توانایی بهتر بسط توابع لاگر در دنبال کردن تغییرات زمانی کانال، عملکرد بهتری نسبت به بسط توابع نمایی و DFT دارد. از مزایای روش پیشنهادی می‌توان به کاهش تعداد وزن‌ها و همچنین کاهش حجم محاسباتی اشاره کرد. از طرفی به دلیل پایداری ذاتی فیلترهای لاگر مشکل ناپایداری قطب نسبت به روش IIR وجود نخواهد داشت.

### منابع

- [1] M. Stojanovic, J. Preisig, Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization, IEEE Commun. Mag. 47 (1) (2009) 84–89.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [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, Elsevier, pp. 1-10, 2015.
- [5] Z. Tang, R. C. Cannizzaro, G. Leus, and P. Banelli, "Pilot-assisted timevarying channels estimation for OFDM systems," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 55, no. 5, pp. 2226–2238, May 2007.
- [6] T. Zeman and C. F. Mecklebr'auker, "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?," presented at the MTS/IEEE OCEANS Conf., Québec City, Québec, Canada, Sep. 2008
- [8] 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.
- [9] Youngchol Choi, Yong-kon Lim, "Broadband FIR Beamformer for Underwater Acoustic Communication" IEEE, pp. 1-4, 2006.
- [10] O. e Silva, T., "On the determination of the optimal pole position of Laguerre filters", IEEE Trans. Signal Process., vol. 43, pp. 2079-2087, 1995.
- [11] S. R. Seydnejad and R. Ebrahimi, "Broadband beamforming using Laguerre filters," Elsevier J. Signal Process., vol. 92, pp. 1093–1100, 2012.
- [12] W. Liu, "Adaptive wideband beamforming with sensor delaylines", Signal Processing 89 (2009) 876–882
- [13] L. C. Godara, Smart Antennas. CRC Press, 2004.

با توجه به اینکه کانال مخابرات صوتی در زیر آب پهن‌بند نمودار پاسخ زاویه-فرکانس برای شکل‌دهنده پرتو سیستم پیشنهادی با استفاده از فیلتر لاگر در شکل (۹) رسم شده است. در شبیه‌سازی زاویه سیگنال مطلوب  $70^\circ$  می‌باشد. تعداد هیدروفون‌های گیرنده ۶، تعداد میکروفون‌های فرستنده ۴ و تعداد تپ‌های فیلتر لاگر ۵ در نظر گرفته شده است. همانطور که در شکل ملاحظه می‌شود نمودار تقریباً در  $70^\circ$  مقدار ماکزیمم توان را از خود عبور می‌دهد.



شکل ۹- نمودار پاسخ زاویه-فرکانس سیستم پیشنهادی با فیلتر لاگر

### ۵- نتیجه گیری

در این مقاله روشی برای شکل‌دهی پرتو فضا-زمان و فقی در گیرنده یک سیستم MIMO-OFDM در مخابرات صوتی زیر آب با استفاده از فیلترهای لاگر و بسط توابع متعامد لاگر ارائه شد و عملکرد سیستم پیشنهادی با دو بسط نمایی و DFT مقایسه شد. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که روش پیشنهادی به دلیل همانندسازی (matching) استفاده شده بین کانال و گیرنده به