

سیستم مخابرات صوتی زیر آب MC-MIMO، مبتنی بر بانک فیلتر

محمد تولیت^{1,2} و حسین ضمیری²

¹دانشگاه فردوسی مشهد، مرکز پژوهش‌های مخابرات و کامپیوتر، m.toliat@yahoo.com

²دانشگاه فردوسی مشهد، دانشکده مهندسی، گروه برق hzamiri@um.ac.ir

چکیده - کانال‌های مخابراتی صوتی زیر آب بدلیل تغییر پذیری محیط دارای پاشیدگی توأم زمانی و فرکانسی هستند که ارسال داده‌ها در آن را با چالش روبرو می‌سازد. در این راستا مدولاسیون چند حاملی OFDM نامزد مناسبی برای سیستم‌های مخابراتی زیر آب است. اما نظر به محدودیت پهنای باند کانال‌های زیر آب و پاسخ ضربه طولانی این کانال‌ها، مدولاسیون OFDM بدلیل استفاده از پیشوند چرخشی CP دارای کارایی مناسب پهنای باند نمی‌باشد. در این مقاله ما ساختار سیستم مخابراتی MIMO زیر آب مبتنی بر بانک فیلتر (MIMO-FB) را پیشنهاد می‌کنیم که به دلیل عدم نیاز به پیشوند چرخشی ضمن استفاده از ویژگی چند حاملی و گوناگونی فضایی دارای کارایی پهنای باند بهتری نسبت به سیستم MIMO-OFDM می‌باشد.

کلید واژه - بانک فیلتر، کارایی پهنای باند، مخابرات صوتی زیر آب، MIMO-OFDM و MIMO-FB.

ویژه هنگامی که به دلیل تغییر پذیر با زمان بودن کانال افزایش طول فریم OFDM با محدودیت همراه باشد. در این مقاله سیستم مخابراتی چند حاملی MIMO⁶ مبتنی بر بانک فیلتر (FB)⁷، را برای مخابرات زیر آب پیشنهاد می‌کنیم، که در آن نیازی به افزودن پیشوند چرخشی CP، جهت حذف پدیده ISI نیست. همچنین برای دستیابی به چندگانگی فضایی و چیرگی بر پاشندگی زمانی ناشی از پدیده داپلر (تارکندگی)⁸ و نیز کارایی بیشتر پهنای باند، از تکنیک چند آنتنی (MIMO) در فرستنده و گیرنده استفاده می‌شود. در ادامه، نخست در بخش 2، مدل کانال صوتی زیر آب UWA که در آن پاشیدگی زمانی (فرکانس گزینی) و پاشیدگی فرکانسی (تارکندگی) توأم در نظر گرفته شده است، ارائه می‌گردد. در بخش 3، ساختار سیستم مخابراتی MIMO مبتنی بر بانک فیلتر (MIMO-FB) پیشنهاد و فرموله می‌گردد، که در آن از روش چند حاملی SMT⁹ استفاده خواهد شد. مقایسه بین سیستم‌های OFDM و بانک فیلتر به روش SMT از دیدگاه چگالی سمبلی در بخش 4 آورده می‌شود. در بخش 5، دو سیستم مخابراتی مبتنی بر OFDM و بانک فیلتر SMT برای انتقال داده در زیر آب، شبیه سازی و کارایی آنها با یکدیگر مقایسه خواهد شد. بخش 6 نیز شامل نتایج خواهد بود.

1- مقدمه

برای ارسال داده در محیط زیر آب، بدلیل جذب شدید امواج الکترومغناطیس، از امواج صوتی استفاده می‌شود. کانال‌های صوتی زیر آب (UWA)¹ به سبب سرعت کم انتشار امواج صوتی، چند مسیریگی شدید و تغییر پذیری محیط آب دارای پاشیدگی توأم زمانی - فرکانسی می‌باشند و نیز پاسخ ضربه آنها نسبت به کانال‌های الکترومغناطیس طولانی‌تر است، که پدیده تداخل بین سمبلی ISI² را شدیداً افزایش می‌دهد. طول زیاد پاسخ ضربه و تغییر پذیر با زمان بودن کانال زیر آب، چالش طراحی ترازگرها برای چیرگی بر پدیده تداخل بین سمبلی را دو چندان می‌کند. در این راستا سیستم‌های چند حاملی (MC)³ نامزد مناسبی برای انتقال داده در این نوع کانال‌ها هستند. متداول‌ترین و معروف‌ترین سیستم مخابراتی چند حاملی که بطور وسیعی در انتقال داده توسط امواج الکترومغناطیس بکار می‌رود، OFDM⁴ است. اما از آنجا که در OFDM برای ارسال هر فریم، پیشوند چرخشی CP⁵ (که بایستی بزرگتر از طول پاسخ ضربه کانال باشد) به آن افزوده می‌شود، کارایی پهنای باند کاهش می‌یابد. به

⁶ Multi Input Multi Output

⁷ Filter Bank

⁸ fading

⁹ Staggered Multi-Tone

¹ Under Water Acoustic

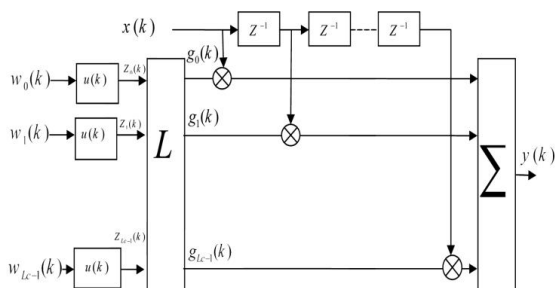
² Inter Symbol Interference

³ Multi Carrier

⁴ Orthogonal Frequency Division Multiplex

⁵ Cyclic Prefix

2- مدل کانال مخابراتی صوتی زیر آب



شکل (1) مدل شبیه ساز کانال مخابراتی صوتی زیر آب [2]

توابع $P_D(f)$ و $P_d(\tau)$ با استفاده از روابط (2)، (3) و (4) مدل کانال UWA مطابق شکل (1) قابل شبیه سازی است.

3- ساختار سیستم‌های MIMO چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر

سیستم‌های مبتنی بر بانک فیلترهای فرستنده و گیرنده، توانایی چیرگی بر پدیده ISI را بدون افزودن پیشوند چرخشی (CP) داشته و از تداخل سمبل‌ها در زمان و فرکانس جلوگیری می‌کنند [3]، [4]. یک راهکار مناسب برای پیاده سازی سیستم‌های چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر، استفاده از روش SMT با بکارگیری بلوک‌های IFFT¹¹ و FFT¹²، در فرستنده و گیرنده است [5]. می‌توان نشان داد، فرستنده و گیرنده سیستم‌های مبتنی بر بانک فیلتر، تنها با بلوک‌های IFFT نیز قابل پیاده سازی هستند. شکل (2)، ساختار سیستم MIMO-FB با استفاده از روش SMT برای L زیر کانال و پیاده سازی شده با بلوک IFFT را نشان می‌دهد.

3-1- بررسی و تحلیل مدل MIMO-FB

ساختاری که در شکل (2) برای یکی از آنتن‌های فرستنده و گیرنده نشان داده شده است، در سیستم MIMO-FB برای تمام آنتن‌های فرستنده و گیرنده بطور جداگانه پیاده سازی می‌شود. در ساختار سیستم مبتنی بر بانک فیلتر بروش SMT، $D_n(k) = [d_0(k) d_1(k) \dots d_{L-1}(k)]^T$ بردار ورودی به سیستم فرستنده آنتن n ام در لحظه k ، تنها از عناصر حقیقی تشکیل شده است [4]. درایه $d_i(k)$ قبل از ورود به بلوک IFFT گیر، در $i+k$ ضرب می‌شود. که در آن $z = \sqrt{-1}$ است. شایان ذکر است، نام "سیستم چند فرکانسی شطرنجی" (SMT)، که

سیگنال‌ها با عبور از کانال صوتی زیر آب (UWA) دچار پاشیدگی در زمان و فرکانس می‌شوند. میزان این پاشیدگی بستگی به طول پاسخ ضربه و همبستگی ضرایب متغیر با زمان کانال دارد. چنانچه پاسخ ضربه متغیر با زمان کانال، $h(\tau, f)$ فرآیند WSSUS¹⁰ باشد، میزان پاشیدگی زمانی- فرکانسی، توسط تابع پراکندگی $P(\tau, f)$ قابل توصیف است. فرض می‌شود، بتوان تابع پراکندگی را بصورت رابطه (1) بیان کرد [2].

$$P(\tau, f) = P_d(\tau)P_D(f) \quad (1)$$

بطوریکه $P_d(\tau)$ تابع توان- تاخیر و $P_D(f)$ چگالی طیف توان داپلر است. شکل (1) چگونگی مدلسازی زمان گسسته کانال با تابع پراکندگی $P(\tau, f)$ را نشان می‌دهد. هرگاه $\varphi(\Delta t)$ تابع خود همبستگی در طی زمان ضرایب کانال باشد، تبدیل فوریه $\varphi(\Delta t)$ تابع چگالی طیف توان داپلر ($P_D(f)$) خواهد بود. بنابراین هنگامی که ورودی فیلتر $w_i(k)$ فرآیندهای گوسی سفید باشد، پاسخ ضربه فیلتر $u(t)$ که خروجی آن دارای خود همبستگی $\varphi(\Delta t)$ می‌باشد، از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$u(t) = F^{-1} \left\{ \sqrt{P_D(f)} \right\} \quad (2)$$

بطوریکه در آن $F^{-1}\{\cdot\}$ وارون تبدیل فوریه است. در شکل (1) تاخیرهای z^{-1} به اندازه t_s (فاصله زمانی نمونه‌های سیگنال ورودی به کانال، $x(k)$ است. $u(k)$ نیز معادل زمان گسسته $u(t)$ (نمونه برداری شده با فواصل زمانی t_s) می‌باشد. در این مدل $w_i(k)$ ها فرایندهای گوسی سفید مستقل از یکدیگر هستند، در نتیجه $z_i(k)$ دارای تابع خود همبستگی $\varphi(\Delta t)$ خواهد بود. برای برقراری تابع توان- تاخیر $P_d(\tau)$ ، نخست درایه (k, l) ماتریس \mathbf{R}_0 از رابطه (3) بدست می‌آید.

$$(\mathbf{R}_0)_{k,l} = \int p_d(\tau) \text{sinc}\left(\frac{\tau - kT}{T}\right) \text{sinc}\left(\frac{\tau - lT}{T}\right) d\tau \quad (3)$$

در شکل (1) ماتریس \mathbf{L} ، جذر ماتریس \mathbf{R}_0 است و به عبارت دیگر داریم.

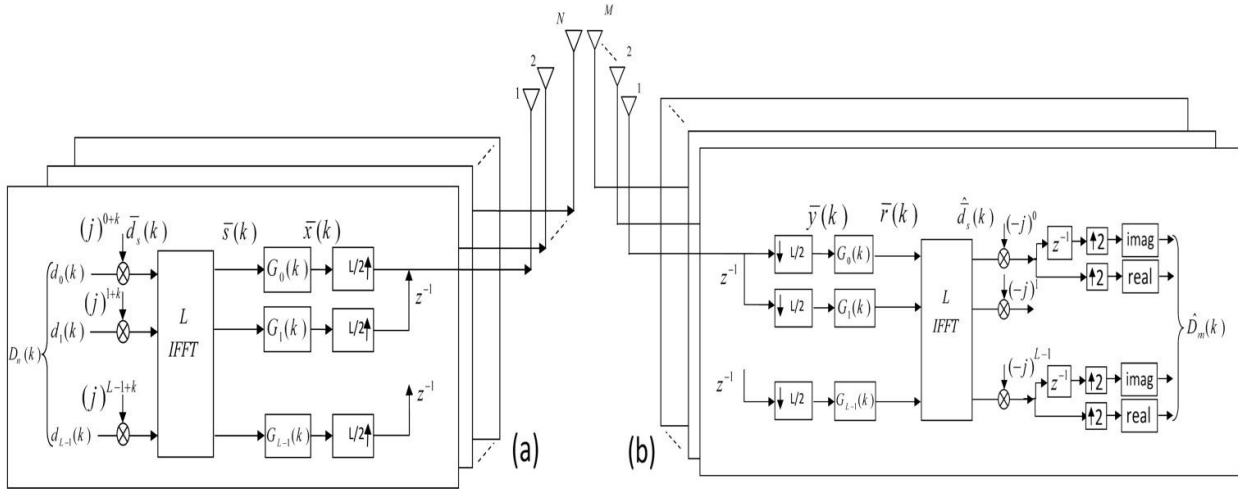
$$\mathbf{L}\mathbf{L}^T = \mathbf{R}_0 \quad (4)$$

که در آن $(\cdot)^T$ معرف ترانزپوز ماتریس است. بنابراین با داشتن

¹¹ Inverse Fast Fourier Transform

¹² Fast Fourier Transform

¹⁰ Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering



شکل (2) (a) فرستنده و (b) گیرنده سیستم بانک فیلتر MIMO-FB به روش SMT

بردار $\mathbf{X}(k)$ در کانال ارسال خواهد شد.

$$\mathbf{X}(k) = [X_1(k), X_2(k), \dots, X_N(k)]^T \quad (8)$$

در طرف گیرنده نیز M آنتن گیرنده، بردار $\mathbf{Y}(k)$ ناشی از ارسال $\mathbf{X}(k)$ را دریافت می‌کنند.

$$\mathbf{Y}(k) = [Y_1(k), Y_2(k), \dots, Y_M(k)]^T \quad (9)$$

که در آن $Y_m(k)$ فریم دریافتی توسط آنتن m ام گیرنده است. در سیستم گیرنده آنتن m ام، پس از موازی سازی فریم $Y_m(k)$ مطابق شکل (2)، بردار $\bar{y}(k)$ ساخته می‌شود. در گام بعد $\bar{y}(k)$ از بانک فیلتر عبور داده شده و بردار $\bar{r}(k)$ را می‌سازد. (10)

$$\bar{r}(k) = [\tilde{G}_0 \tilde{G}_1 \dots \tilde{G}_{\gamma-1}] \begin{bmatrix} \bar{y}(k) \\ \bar{y}(k-1) \\ \vdots \\ \bar{y}(k-\gamma+1) \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{G}} \begin{bmatrix} \bar{y}(k) \\ \bar{y}(k-1) \\ \vdots \\ \bar{y}(k-\gamma+1) \end{bmatrix}$$

پس از اخذ IFFT از بردار $\bar{r}(k)$ بردار $\hat{d}_s(k)$ حاصل می‌گردد.

$$\hat{d}_s(k) = F^H \bar{r}(k) \quad (11)$$

در قسمت بعد اثر ضرب شطرنجی $j = \sqrt{-1}$ از بردار $\hat{d}_s(k)$ حذف شده و بردار $\hat{D}_m(k)$ ساخته می‌شود.

برای این ساختار انتخاب شده، بدلیل ضرب شدن شطرنجی $d_i(k)$ در $j = \sqrt{-1}$ است. اگر بردار حاصل از ضرب شطرنجی $j = \sqrt{-1}$ در $D_n(k)$ را $\bar{d}_s(k)$ بنامیم، بعد از اخذ IFFT، از بردار $\bar{d}_s(k)$ بردار $\bar{s}(k)$ حاصل می‌شود.

$$\bar{d}_s(k) = \begin{bmatrix} (j)^{0+k} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & (j)^{L-1+k} \end{bmatrix} D_n(k) \quad (5)$$

$$\bar{s}(k) = F^H \bar{d}_s(k) \quad (6)$$

بطوریکه در رابطه (6)، $(\cdot)^H$ نمایانگر مزدوج ترانهاده، F ماتریس FFT و F^H ماتریس IFFT است. بعد از عبور بردار $\bar{s}(k)$ از بانک فیلتر، $\bar{x}(k)$ تولید می‌شود. (7)

$$\bar{x}(k) = [\tilde{G}_0 \tilde{G}_1 \dots \tilde{G}_{\gamma-1}] \begin{bmatrix} \bar{s}(k) \\ \bar{s}(k-1) \\ \vdots \\ \bar{s}(k-\gamma+1) \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{G}} \begin{bmatrix} \bar{s}(k) \\ \bar{s}(k-1) \\ \vdots \\ \bar{s}(k-\gamma+1) \end{bmatrix}$$

در رابطه (7)، $\tilde{G}_l = \text{diag}[G_0(l), G_1(l), \dots, G_{L-1}(l)]$ ، $G_i(l)$ پاسخ ضربه و γ طول پاسخ ضربه فیلتر i ام بانک فیلتر است، در اینجا فرض می‌شود γ برای تمام فیلترها یکسان است. در بخش 2-3 به چگونگی طراحی این فیلترها خواهیم پرداخت. در مرحله بعد با توجه به شکل (2)، یک رشته سریال از $\bar{x}(k)$ برای ارسال در کانال ساخته می‌شود. این رشته سریال، یک فریم SMT است. چنانچه فریم تولید شده در آنتن n ام فرستنده را بردار سطری $X_n(k)$ بنامیم، در مجموع برای تمام آنتن‌ها،

2-3- طراحی بانک فیلتر

بانک فیلترهایی که در گیرنده و فرستنده ساختار SMT بکار برده می شود مشابه یکدیگرند. فیلترهای $G_i(k)$ از روی فیلتر مادر $G(k)$ که فیلتر نوعی نیز نامیده می شود، مطابق روابط (17) و (18) ساخته می شوند.

$$g_i(k) = G(kL + i) \quad (17)$$

$$G_i(k) = \begin{cases} g_i\left(\frac{k}{2}\right) & ; k : \text{even} \\ 0 & ; k : \text{odd} \end{cases} \quad (18)$$

برای آنکه بتوان در گیرنده سمبل های ارسالی را بازیابی کرد، فیلتر نوعی $G(k)$ باید دارای ویژگی تعامد باشد. این ویژگی در رابطه (19) نشان داده شده است.

$$\langle G^r(k - mL), G^l(k - nL) \rangle = \delta_{rl} \delta_{mn} \quad (19)$$

در این رابطه $\langle . \rangle$ نماد ضرب داخلی، m, l, r ، اندازه IFFT گیر، $L, G^r(k) = G(k)e^{j2\pi krf}$ و n ضرایب صحیح، $f = \frac{2}{L}$ و δ_k تابع ضربه است. رابطه (19) نشان می دهد، فیلتری می تواند در بانک فیلتر به روش SMT کاربرد داشته باشد که در شیفت های زمانی به اندازه ضریبی صحیح از L و شیفت های فرکانسی به اندازه ضریبی صحیح از $f = \frac{2}{L}$ دارای خاصیت تعامد باشد.

4- مقایسه چگالی سمبل OFDM و بانک فیلتر به روش SMT

در یک سیستم چند حاملی، چگالی سمبل مطابق رابطه (20) تعریف می شود [5].

$$d = \frac{1}{T_s \times \Delta f} \quad (20)$$

که در آن T_s مدت زمان صرف شده برای ارسال یک سمبل در یک زیر کانال خاص (برابر طول زمانی یک فریم) و Δf فاصله فرکانسی زیر حامل ها از یکدیگر است. از اینرو هر چه چگالی سمبل سیستمی بیشتر باشد نشان دهنده استفاده بهینه تر سیستم از زمان و پهنای باند خواهد بود. هرگاه طول یک فریم OFDM بدون CP برابر T و طول CP برابر ν باشد، چگالی سمبل OFDM بصورت زیر خواهد بود.

$$\hat{D}_m(k) = \begin{bmatrix} (j)^{0+k} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & (j)^{L-1+k} \end{bmatrix}^{-1} \bar{d}_s(k) \quad (12)$$

البته در $\hat{D}_m(k)$ هنوز تاثیر ضرایب کانال MIMO حذف نشده است. اگر $\hat{d}_s^m(k)$ بردار $\hat{d}_s(k)$ مربوط به آنتن گیرنده m ام باشد می توان بر طبق رابطه (13)، با اعمال معکوس پاسخ فرکانسی، تاثیر ضرایب کانال را در فریم های دریافتی از بین برد.

$$\hat{\mathbf{D}}_s(k) = \mathbf{H}^+ \begin{bmatrix} \hat{d}_s^1(k) \\ \vdots \\ \hat{d}_s^M(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

که در آن $\hat{\mathbf{D}}_s(k)$ تخمینی از بردارهای $\bar{d}_s(k)$ مربوط به تمام آنتن های فرستنده است، که در یک ستون قرار داده شده اند و \mathbf{H}^+ ماتریس شبه وارون پاسخ فرکانسی کانال MIMO است که از رابطه (14) حاصل می شود.

$$\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (14)$$

در رابطه (14)، \mathbf{H} پاسخ فرکانسی کانال MIMO است و به صورت زیر تعریف می شود.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{11} & \cdots & H_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M1} & \cdots & H_{MN} \end{bmatrix} \quad (15)$$

و عناصر \mathbf{H} بصورت رابطه (16) بیان می گردند.

$$H_{mn} = \text{diag}(\bar{h}_{mn}) \quad (16)$$

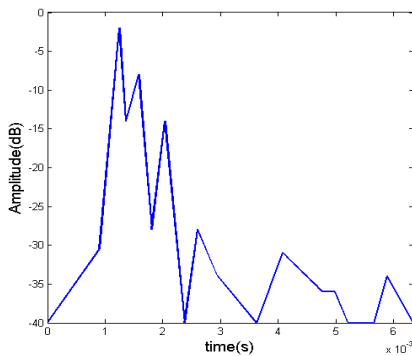
در رابطه (16)، \bar{h}_{mn} پاسخ فرکانسی L نقطه ای کانال بین آنتن n ام فرستنده و m ام گیرنده است. در مرحله بعد با حذف اثر ضرب شش طرفی $\sqrt{-1}$ از بردار $\hat{\mathbf{D}}_s(k)$ بردار $\hat{\mathbf{D}}(k) = [\hat{D}_0(k) \hat{D}_1(k) \dots \hat{D}_N(k)]^T$ حاصل می شود، که هر یک از بردارهای $\hat{D}_n(k)$ تخمینی از $D_n(k)$ ارسال شده توسط آنتن n ام است، که به روش ترازش ZF¹³ بدست آمده است. چنانچه پاسخ فرکانسی کانال MIMO در تمام زیر کانال ها تقریباً تخت باشد، با این روش، اثر کانال در سمبل های دریافتی بکلی قابل حذف خواهد بود.

¹³ Zero Forcing

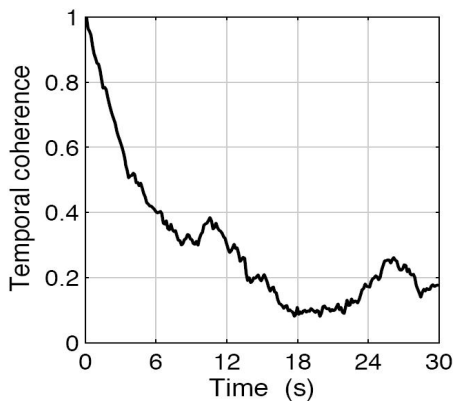
نخست در شکل (5)، BER در سیستم تک آنتنی SISO¹⁶ مبتنی بر OFDM (SISO-OFDM) و مبتنی بر بانک فیلتر (SISO-FB) به روش SMT نشان داده شده است. چنانچه دیده می‌شود کارایی احتمال خطا هر دو سیستم تقریباً یکسان است. شکل (6) احتمال خطای بیت سیستم با یک آنتن فرستنده و دو آنتن گیرنده (SIMO¹⁷) را برای دو ساختار مبتنی بر OFDM و بانک فیلتر SMT نشان می‌دهد. در این حالت بدلیل استفاده از چندگانگی دو گیرنده، کارایی احتمال خطا افزایش یافته است.

جدول (1) پارامترهای OFDM و SMT در شبیه سازی.

Sampling Rate	$f_s = 96 \text{ kHz}$
Center frequency	$f_c = 32 \text{ kHz}$
Signal bandwidth	$B = 12 \text{ kHz}$
OFDM & SMT block duration	$T = 85.33 \text{ ms}$
Guard interval	$\nu = 12 \text{ ms}$
Subcarrier spacing	$\Delta f = 11.2 \text{ Hz}$
Number of subcarriers	$L = 1024$



شکل (3) تابع توان - تاخیر کانال.



شکل (4) تابع خود همبستگی ضرایب متغیر با زمان کانال [2].

$$d_{OFDM} = \frac{T}{T + \nu} \leq 1 \quad (21)$$

نظر به اینکه عملاً طول CP نمی‌تواند صفر باشد این چگالی همواره کمتر از یک خواهد بود. اما برای سیستم بانک فیلتر به روش SMT که بعنوان نمونه از یک فیلتر نوعی sinc^{14} (که در شیفت‌های زمانی به اندازه T شرط تعامد (19) را دارد)، استفاده می‌کند، چگالی سمبل بصورت رابطه (22) خواهد بود.

$$d_{SMT} = \frac{1/2}{T/2 \times 1/T} = 1 \quad (22)$$

ضرب $1/2$ صورت کسر بدلیل این است که بانک فیلتر به روش SMT بر خلاف OFDM، تنها سمبل‌های حقیقی ارسال می‌کند. همچنان که مشاهده می‌شود چگالی سمبل بانک فیلتر SMT بدلیل حذف CP از فریم‌های ارسالی، بیشتر از OFDM است. نسبت چگالی سمبل‌ها، λ بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$\lambda = \frac{d_{SMT}}{d_{OFDM}} = \frac{T + \nu}{T} \geq 1 \quad (23)$$

در نتیجه کارایی پهنای باند بانک فیلتر به روش SMT، نسبت به OFDM بیشتر است.

5- شبیه سازی و مقایسه

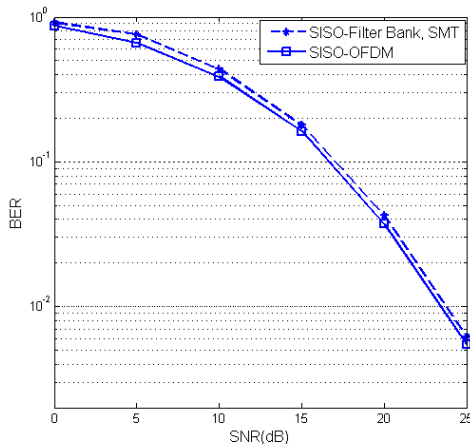
در این بخش سیستم MIMO چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر با سیستم چند حاملی OFDM برای کانال‌های صوتی زیر آب را شبیه سازی کرده و از نظر احتمال خطای بیت (BER^{15}) و کارایی پهنای باند با یکدیگر مقایسه می‌کنیم. در این راستا پارامترهای شبیه سازی را برای سیستم مبتنی بر OFDM مطابق جدول (1) که در [1] ارائه شده است انتخاب می‌کنیم تا نتایج بدست آمده با نتایج [1] قابل مقایسه باشد. برای شبیه سازی کانال صوتی زیر آب از تابع توان - تاخیر شکل (3) و تابع خود همبستگی ضرایب شکل (4) استفاده می‌کنیم [2]. پارامترهای سیستم چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر به روش SMT نیز مشابه پارامترها در جدول (1) است، که البته طول CP در آن صفر است. مدولاسیون مورد استفاده نیز 16-QAM می‌باشد.

¹⁶ Single Input Single Output

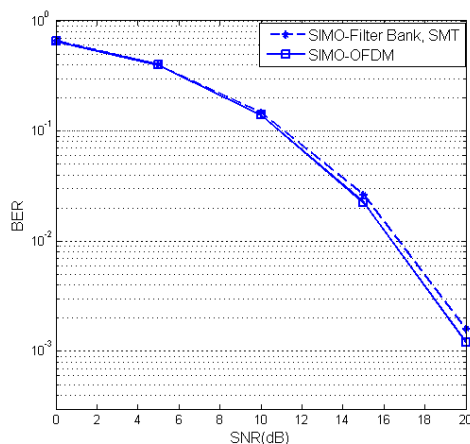
¹⁷ Single Input Multi Output

¹⁴ Squar root raised cosine

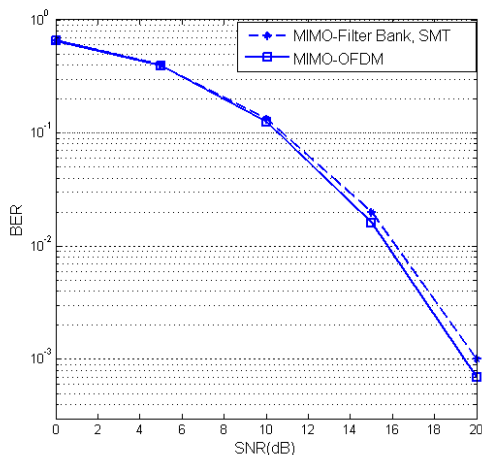
¹⁵ Bit Error Rate



شکل(5) احتمال خطای سیستم OFDM و بانک فیلتر به روش SMT برای سیستم SISO.



شکل(6) احتمال خطای سیستم OFDM و بانک فیلتر به روش SMT برای سیستم SIMO با دو آنتن گیرنده.



شکل(7) احتمال خطای سیستم OFDM و بانک فیلتر به روش SMT برای سیستم MIMO با دو آنتن فرستنده و دو آنتن گیرنده.

شکل (7) احتمال خطا برای دو سیستم MIMO-OFDM و MIMO-FB به روش SMT، هنگامیکه از دو آنتن فرستنده و دو آنتن گیرنده ($M=N=2$) استفاده شده است را نشان می‌دهد. چنانچه دیده می‌شود، در این حالت نیز کارایی BER دو سیستم به هم نزدیک است. بنابر مشخصات جدول (1) نسبت چگالی سمبل بانک فیلتر به OFDM، $\lambda = 1.141$ است. یادآور شویم در سیستم OFDM برای کاهش تداخل بین حاملی (18 ICI) در کانال تغییر پذیر با زمان بایستی طول فریم OFDM کوتاه‌تر گردد، که در این صورت λ بزرگتر گشته که علاوه بر افزایش کارایی MIMO-FB نسبت به MIMO-OFDM، به کاهش خطای بیت نیز کمک می‌گردد.

6- نتیجه گیری

در این مقاله سیستم مخابرات MIMO چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر (MIMO-FB) را برای انتقال داده در کانال‌های صوتی زیر آب پیشنهاد نمودیم، که علاوه بر داشتن نرخ ارسال بالاتر، دارای کارایی بیت تقریباً مشابه نسبت به سیستم MIMO-OFDM می‌باشد. بررسی و شبیه‌سازی‌های انجام شده نشان می‌دهد، سیستم پیشنهادی MIMO-FB به روش SMT، در کانال‌های صوتی زیر آب با پاشیدگی توام زمانی - فرکانسی و پاسخ ضربه طولانی، دارای برتری‌های قابل توجهی نسبت به MIMO-OFDM می‌باشد، به ویژه هنگامیکه افزایش طول فریم OFDM به دلیل تغییرپذیری کانال امکان پذیر نباشد.

مراجع

- [1] B. Li, J. Huang, S. Zhou, K. Ball, M. Stojanovic, L. Freitag and P. Willett, "MIMO-OFDM for High-Rate Underwater Acoustic Communications," *IEEE Jour. Oceanic Engineering*, vol. 34, pp. 634-644, 2009.
- [2] P.A. van Walree and M. Smedsrud, "A Discrete-Time Channel Simulator Driven by Measured Scattering Functions," *IEEE Jour.on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 9, pp. 1628-1637, 2008.
- [3] J. Gomes and M. Stojanovic, "Performance Analysis of Filter Multitone Modulation System for Underwater Communication," *IEEE Conf. Ocean.*, pp. 1-9, 2009.
- [4] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 92-112, 2011.
- [5] Y. Gao, Z. Gao, W. Zhu and X. Yang, "The Research on the Design of Filtre Banks in Filtered Multitone Modulation," *IEEE Wireless Communications and Networking Conf.*, vol 1, pp. 584-588, 2009.

¹⁸ Inter Carrier Interference