Scientific Journal of Electronic & Cyber Defense
Vol. 11, No. 3, Autumn 2023, Serial No. 43
ISSN: 2322-4347 , E-ISSN: 2980-8979

A new method for data transmission in shallow water channel based on offset multi-carrier filter bank

Makan Ehteshamfar[1], Farid Samsami khodadad[2*], fakhroddin Nazari [3], Mohammadali Alirezapouri[4]

Professor, Amol university of special modern technologies

((Received: 2023/02/25, Revised: 2023/07/17, Accepted: 2023/08/07, Published: 2023/09/28))

DOR: https://dorl.net/dor/ 20.1001.1.23224347.1402.11.3.3.8

Abstract

In underwater acoustic channels, due to the limited bandwidth, the extension of the long delay due to the low speed of sound propagation, and also due to severe time changes, the establishment of a stable and efficient communication has always been accompanied by obstacles. Therefore, the use of orthogonal multi-input multi-Output multi-Carrier systems is common, but the challenge is that due to the use of long-distance rotary prefix for underwater channels, bandwidth gain and data transfer rate are greatly reduced. The proposed solution in this paper is to use multi-carrier systems based on offset bank filters. By using these systems, due to the lack of rotational prefix, the orthogonal frequency division system will no longer have problems and therefore will see an increase in interest and an increase in transmission rate in its multi-input-multi-output type. In this article, for the first time, a Hermit pulse forming filter is used, which has more accuracy and operational power than other filters. Also, in order to eliminate the destructive interference, the equalizer of at least average squares error has been used. The simulation results show the optimal performance of the proposed subsurface transmission system in shallow water. The output of simulations and numerical analysis has shown that at the rate equal to the error rate, the proposed system has a 15% higher send and receive rate, which is a valuable achievement in complex underwater conditions.

Keywords: Underwater transmission, offset filter bank, orthogonal multi-carrier multi-input-multi-output system, Hermite pulse shaping filter, equalizer of minimum mean square error.

This article is an open-access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license.

Publisher: Imam Hussein University Authors

*Corresponding Author Email: samsami@ausmt.ac.ir

نشریه علمی "پدافند الکترونیکی و سایبری"
سال یازدهم، شماره ۳،پاییز۱۴۰۲، ص۳۴-۲۵

روشی نوین برای مخابره‌ی داده در کانال آب‌های کم‌عمق بر پایه بانک فیلتر چند حاملی آفست‌دار

ماکان احتشام‌فر[۱]، فرید صمصامی خداداد[۲*]، فخرالدین نظری[۳]، محمدعلی علیرضاپوری[۴]

۱-دانشجوی کارشناسی ارشد، ۲- دانشیار،۳- دانشیار،دانشگاه تخصصی فناوری‌های نوین آمل،۴- استادیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

(دریافت: ۱۴۰۱/۱۲/۰۶، بازنگری: ۱۴۰۲/۰۴/۲۶، پذیرش: ۱۴۰۲/۰۵/۱۶، انتشار: ۱۴۰۲/۰۷/۰۶)

DOR: https://dorl.net/dor/ 20.1001.1.23224347.1402.11.3.3.8

* این مقاله یک مقاله با دسترسی آزاد است که تحت شرایط و ضوابط مجوز Creative Commons Attribution (CC BY) توزیع شده است.
ناشر: دانشگاه جامع امام حسین (ع) نویسندگان

چکیده

در کانال‌های صوتی زیر آب، به علت محدودیت پهنای باند، گسترش تأخیر طولانی ناشی از سرعت کم انتشار امواج صوتی، و نیز به علت تغییرات شدید زمانی، ایجاد یک ارتباط پایدار و کارآمد همواره با موانع همراه بوده است. از این رو استفاده از سیستم‌های چند حاملی چند ورودی-چند خروجی چند حاملی متعامد مرسوم بوده، اما چالش آنجاست که به دلیل استفاده از پیشوند چرخشی با طول زیاد برای کانال‌های زیر آب، بهره عرض باند و نرخ ارسال داده به شدت کاهش می‌یابد. راهکار پیشنهادی در این مقاله، استفاده از سیستم‌های چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر آفست‌دار است. با بکارگیری این سیستم‌ها به دلیل عدم استفاده از پیشوند چرخشی دیگر مشکلات سیستم تقسیم فرکانسی متعامد را نخواهد داشت و بنابراین شاهد افزایش بهره و افزایش نرخ ارسال در نوع چند ورودی-چند خروجی آن خواهد شد. در این مقاله برای اولین بار از فیلتر شکل دهنده پالس هرمیت استفاده شده است، که دارای دقت و توان عملیاتی بیشتر نسبت به سایر فیلترها می‌باشد. همچنین به جهت حذف تداخل مخرب از برابرساز حداقل میانگین مربعات خطا استفاده گردیده است. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مطلوب سیستم مخابره‌ی پیشنهادی زیرسطحی را در آب‌های کم عمق نشان می‌دهد. خروجی شبیه‌سازی‌ها و تحلیل‌های عددی گواه این بوده است که در میزان برابر نرخ خطا، سیستم پیشنهادی میزان ۱۵٪ نرخ ارسال و دریافت بیشتری را داراست که در شرایط پیچیده زیر آب، دستاورد ارزنده‌ای است.

کلید واژه‌ها: مخابره زیرسطحی، بانک فیلتر آفست‌دار، سیستم چند ورودی- چند خروجی چند حاملی متعامد، فیلتر شکل‌دهنده پالس هرمیت، همسان‌ساز حداقل میانگین مربعات خطا.

۱. مقدمه

علاوه بر مخابرات سیار برای کاربران متحرک در فضای آزاد، مخابره بی‌سیم اطلاعات در محیط زیر آب نیز در کاربردهای مختلف از جمله کشف منابع طبیعی، ارتباط غواصان، کاربردهای نظامی و... مورد نیاز و توجه است[۱].

تضعیف بسیار زیاد امواج رادیوئی و همچنین پراکنده شدن امواج نوری در ارتباطات زیر آب، از دلایل استفاده از امواج صوتی در این محیط است. در کانال‌های صوتی زیر آب، به علت محدودیت پهنای باند، گسترش تأخیر طولانی ناشی از سرعت کم انتشار امواج صوتی، و نیز به علت تغییرات شدید زمانی، ایجاد یک ارتباط پایدار و کارآمد همواره با موانع همراه بوده است و دستیابی به نرخ ارسال بالاتر و کاهش نرخ خطا، موضوع پژوهش بسیاری از محققان این زمینه را تشکیل می‌دهد[۲].

آب‌های کم عمق از جمله محیط‌هایی هستند که پدیده‌ی چند مسیره بودن در آنها بسیار شدید است. این امر به این دلیل است که سیگنال ارسالی پس از جدا شدن از فرستنده به سطح و بستر آب برخورد کرده و علاوه بر مسیر مستقیم از طریق تعدادِ زیادی مسیر غیر مستقیم به گیرنده می‌رسد. هر مسیر تأخیر و تضعیفِ جداگانه‌ای داشته و سیگنال دریافتی از جمع آثار همه مسیرها تشکیل می‌شود. پاسخ ضربه‌ی ارائه شده برای کانال آکوستیک تفاوت‌هایی بنیادی با پاسخ ضربه‌ی کانال‌های بی‌سیمِ بیرون آب دارد. از جمله مهمترینِ این تفاوت‌ها مدل شدن هر مسیر توسط یک پالس زمانی است، در حالی که در کانال‌های بی‌سیم هر مسیر توسط یک تابع ضربه مدل می‌شود[۳].

طول زیاد پاسخ ضربه و متغیر با زمان بودن کانال زیر آب، طراحی برابرسازها به جهت مقابله با پدیده تداخل بین سمبلی را

* رایانامه نویسنده مسئول: samsami@ausmt.ac.ir

چالش برانگیرتر می‌کند. از این جهت سیستم‌های چند حاملی گزینه‌ی مناسبی برای انتقال داده در این نوع کانال‌ها هستند. متداول‌ترین و شاخص‌ترین سیستم مخابرات چند حاملی که به طور بسیار وسیعی در انتقال داده توسط امواج الکترومغناطیسی به کار می‌رود، OFDM است[۴]. اما در سیستم‌های با مالتی‌پلکس تقسیم فرکانسی متعامد در کانال‌های صوتی زیر آب، زمان نسبتا طولانی از مخابره صرف ارسال CP شده که منجر به کاهش چشمگیر بهره عرض باند می‌گردد. این مشکل زمانی بحرانی می‌گردد که به دلیل متغیر با زمان بودن کانال، افزایش طول فریم OFDM امکان پذیر نباشد که در این حالت طول CP نسبت به طول کل فریم، زیاد خواهد بود و بازده سیستم را شدیدا تحت تاثیر قرار خواهد داد. به همین منظور در این کار برای کانال‌های زیر آب از سیستم‌های چند حاملی بانک فیلتر که در ساختار خود نیازی به استفاده از پیشوند چرخشی ندارند، بهره گرفته شد. علاوه بر این برای دستیابی به چندگانگی فضایی و چیرگی بر پاشندگی زمانی ناشی از پدیده داپلر و همچنین کارایی بیشتر پهنای باند، از تکنیک چند آنتنی در فرستنده و گیرنده استفاده شد.

سامانه‌های چندحاملی مبتنی بر بانک فیلتر، به دلیل پیچیدگی پیاده‌سازی تا مدتی مورد استفاده واقع نشدند. تا اینکه در سال، ۱۹۷۴ ایده‌ی پیاده‌سازی دیجیتال سامانه چندحاملی Saltzberg از طریق ساختارهای چندفازی توسط Bellanger مطرح شد[۵]. علاوه بر این، ارتباط تئوری چند فازی و مخابرات چندحاملی و نیز طراحی فیلترهای دیجیتال در [۶] و [۷] مورد بررسی و مطالعه بیشتر قرار گرفت.

با بکارگیری این سیستم‌های بانک فیلتری به دلیل عدم استفاده از پیشوند چرخشی دیگر مشکلات سیستم OFDM را نخواهیم داشت و بنابراین شاهد افزایش بهره و افزایش نرخ ارسال در نوع چند ورودی- چند خروجی آن خواهیم شد. همچنین به دلیل لزوم استفاده از فیلتر شکل دهنده پالس، در این مقاله از فیلتر نمونه اولیه هرمیت[1] که دارای دقت و توان عملیاتی بیشتر نسبت به سایر فیلترها است استفاده شد. برای حذف تداخلات مزاحم در اجرای برابرسازی مناسب در گیرنده، نوع برابرساز حداقل میانگین مربعات خطا[2] انتخاب گردید.

شایان ذکر است که سامانه‌های بانک فیلتر به طور کلی پیچیده‌تر از OFDM هستند، با این وجود، حذف اثرات نامطلوب ناشی از به کارگیری OFDM در برخی کاربردها، از جمله مخابرات زیر آب، دشوارتر از به کارگیری روش‌های بانک فیلتر است.

[1] Hermite
[2] Minimum Mean Square Error (MMSE)

با پیشرفت‌های حاصل شده مطالعه بر روی FBMC در زیر آب بیشتر شد. در مقالات [۸] به استفاده از FBMC/OQAM در زیر پرداخته شده که توانسته است نسبت خطای کمتری را نسبت به OFDM داشته باشد. فرهنگ و همکاران در [۹] به استفاده از سیستم FMT در مقایسه با OFDM اقدام نمود که در نهایت مشخص گردید این سیستم عملکرد قوی‌تری در کانال‌های پراکنده مضاعف از خود دارد. مقالات متعدد دیگری در اثبات برتری این موضوع مورد مطالعه قرار گرفت، اما استفاده ساختار پیشنهادی در این مقاله همچنین نتایج استخراج شده به صورت یکتاست.

ساختار نگارش این مقاله بدین صورت است که، در بخش دوم مدل کانالی مختص کانال آکوستیکی زیر آب (UWA) که در آن زمان‌گزینی و فرکانس‌گزینی توام در نظر گرفته شده است، بیان می‌گردد. در بخش سوم، ساختار سیستم مخابراتی چند آنتنی مبتنی بر بانک فیلتر پیشنهاد و روابط آن بیان می‌گردد. بخش چهارم شامل مقایسه بین دو سیستم OFDM و FBMC/OQAM[3]. در بخش پنجم، شبیه‌سازی دو سیستم OFDM و FBMC/OQAM در مخابرات زیر آب ارائه می‌گردد. در بخش ششم نیز نتایج بیان خواهد شد.

۲. مدل کانال مخابراتی آکوستیکی زیر آب

در مرجع [۱۰] نویسنده مدل گسسته و مناسبی برای کانال زیر آب بیان داشته که تا حدود زیادی ویژگی‌های آماری پاسخ ضربه کانال در مقایسه با آزمایشات عملی را ارضا می‌کند. از این رو ما در این مقاله چنین مدلی را انتخاب نموده و به آن می‌پردازیم. از آنجا که کانال مخابراتی صوتی زیر آب دارای پاشیدگی فرکانسی (زمانی)[4] است، اگر $h(\tau,t)$ پاسخ ضربه تغییر پذیر با زمان کانال باشد (که τ زمان تاخیر و t بیانگر تغییر پذیر با زمان بودن باشد)، سیگنال ورودی $x(t)$ و خروجی از کانال $y(t)$، با رابطه (۱) به یکدیگر مرتبط خواهند بود.

$$y(t)=\int h(\tau,t)x(t-\tau)d\tau \qquad (۱)$$

یکی از تعاریف مفید $h(\tau,t)$ بیان تبدیل فوریه این تابع برحسب t است.

$$s(\tau,f)=\int h(\tau,t)\exp(-j2\pi ft)dt \qquad (۲)$$

در این رابطه $s(\tau,f)$ تابع گسترده‌کننده[5] نامیده می‌شود. با قرار دادن (۲) در (۱) داریم:

[3] Filter Bank Multicarrier/ Offset quadrature amplitude modulation (FBMC/OQAM)
[4] Frequency-time Scattering
[5] Spreading function

$$y(t)=\iint s(\tau,f)x(t-\tau)\exp(-j2\pi ft)d\tau df \quad (۳)$$

بر طبق (۳)، $y(t)$ ، بر اساس مجموع وزن‌داری از انتقال‌های زمانی و فرکانسی سیگنال ورودی بیان شده است. چنانچه $h(\tau,t)$ WSSUS[1] باشد یعنی نسبت به τ ناهمبسته و نسبت به t ایستان باشد[۱۱]، در این صورت برای تابع همبستگی $s(\tau,f)$ داریم:

$$\begin{aligned}R_s&=E\{s^*(\tau,f)s(\tau',f')\}\\&=P(\tau,f)\delta(f-f')\delta(\tau-\tau')\end{aligned} \quad (۴)$$

در این رابطه $P(\tau,f)$ در اصطلاح تابع پراکندگی نامیده می‌شود که عبارت است از:

$$P(\tau,f)=E\{|s(\tau,f)|^2\} \quad (۵)$$

از طرف دیگر تابع پراکندگی به تابع خود همبستگی ضرایب کانال نیز وابسته است. به طوری که اگر همبستگی ضرایب کانال به صورت زیر نشان داده شود:

$$R_h(\tau,\Delta t)=E\{h^*(\tau,\Delta t)h(\tau,t+\Delta t)\} \quad (۶)$$

در تبدیل فوریه این تابع خواهیم داشت:

$$P(\tau,f)=\int R_h(\tau,\Delta t)\exp(-j2\pi f\Delta t)d\Delta t \quad (۷)$$

فرض کنیم، بتوان پراکندگی را به صورت رابطه (۸) بیان کرد[۱۲]:

$$P(\tau,f)=P_d(\tau)P_D(f) \quad (۸)$$

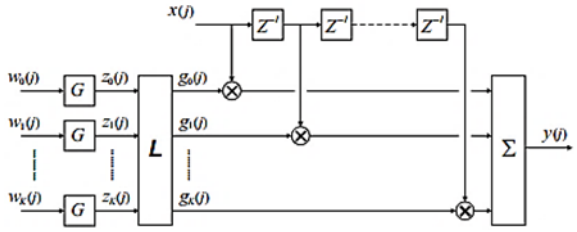
که در این رابطه $P_d(\tau)$ تابع تاخیر و $P_D(f)$، PSD داپلر است. در این حالت تبدیل فوریه $P_d(\tau)$ پهنای باند همبستگی و عکس تبدیل فوریه $P_D(f)$ تابع خود همبستگی ضرایب کانال ($\varphi(\Delta t)$) در طی زمان خواهد بود. بنابراین زمانی که ورودی فیلترها ($w_k(j)$) فرایندهای گوسی سفید باشد، پاسخ ضربه فیلتر $u(t)$ که خروجی آن دارای خود همبستگی $\varphi(\Delta t)$ می‌باشد، از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$G(t)=F^{-1}\{\sqrt{P_D(f)}\} \quad (۹)$$

که در آن $F^{-1}\{.\}$ معکوس تبدیل فوریه است. شکل ۱ چگونگی مدل‌سازی زمان گسسته کانال با تابع پراکندگی $P(\tau,f)$ را نشان می‌دهد. در این شکل تاخیرهای z^{-1} به اندازه t_s هستند $G(k)$ نیز معادل زمان گسسته $G(t)$ (نمونه‌برداری شده با فواصل زمانی t_s) می‌باشد.

[1] Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

در این مدل $w_k(j)$ها فرایندهای گوسی سفید مستقل از یکدیگر هستند، در نتیجه $z_k(j)$ دارای تابع خود همبستگی $\varphi(\Delta t)$ خواهد بود.



برای برقراری تابع توان تاخیر $P_d(\tau)$، ابتدا درایه (k,l) ماتریس R_0 از رابطه (۱۰) بدست می‌آید.

$$(R_0)_{k,l}=\int P_D(f)\mathrm{sinc}(\frac{\tau-kT}{T})\mathrm{sinc}(\frac{\tau-lT}{T})d\tau \quad (۱۰)$$

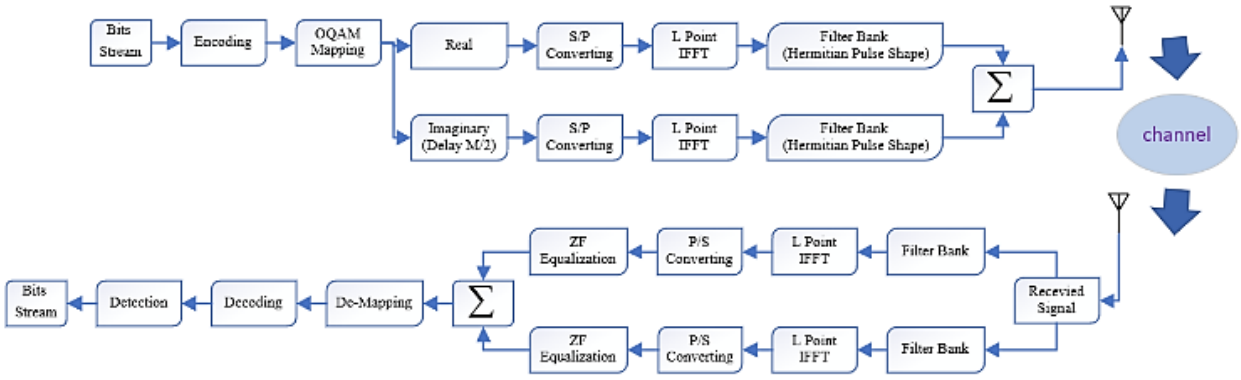
در شکل ۱، ماتریس L جذر ماتریس R_0 است و به عبارت دیگر داریم $LL^T=R_0$. که در آن $(.)^T$ ترانهاده ماتریس است. در نتیجه با داشتن توابع توان-تاخیر و چگالی طیف توان با استفاده از روابط (۹) و (۱۰) مدل کانال آکوستیکی زیر آب قابل استخراج خواهد بود.

۳. ساختار سیستم مخابراتی چند آنتنی مبتنی بر بانک فیلتر

SMT[2] به عنوان یکی از انواع سیستم‌های FBMC/OQAM به دلیل دارا بودن قابلیت تقسیم پهنای باند به تعداد بیشتر زیر کانال نسبت به آنچه در FBMC/QAM است، می‌تواند انتخاب مناسبی برای به کارگیری در کانال‌های زیر آب با کم عمق، فرکانس گزینی شدید و پهنای باند کم بوده و از تداخل سمبل‌ها در زمان و فرکانس ممانعت کند[۱۳]. در شکل ۲ نمودار بلوکی سیستم پیشنهادی برای یک آنتن فرستنده و گیرنده شرح داده شده است. بر این اساس داده‌ی تولید شده پس از گذر از واحد نقشه‌ریزی به دو بخش حقیقی و موهومی تقسیم شده و داده‌ی سریالی به صورت رشته‌ای از داده‌ی موازی در خواهد آمد. در گام بعدی از تبدیل فوریه L نقطه‌ای استفاده گردیده و وارد بخش اصلی کار یعنی با رد شدن از واحد فیلتر تنظیم و سوار نمودن داده‌ها بر روی شکل پالس و عبور از بانک فیلتری به ازای هر یک از بردارها است. با رد شدن از واحد فیلتر هرمیتی موجود در مسیر بردارهای حقیقی و موهومی آماده ارسال به آنتن فرستنده خواهند گردید که برای این منظور نیاز به جمع شدن این دو

[2] Staggered Multitone

قسمت با یکدیگر می‌باشد. پس از گذر از کانالی که در قسمت قبل شرح داده شد، که به صورت کانال با پارامترها و شرایط



شکل (۲). نمودار سیستم FBMC پیاده سازی شده

صورت پذیرفته، وارد بخش آنتن گیرنده می‌گردد (در بخش شبیه‌سازی توضیحات تکمیلی در خصوص کانال ارائه خواهد شد).

می‌توان نشان داد سیستم‌های FBMC با استفاده از ساختار SMT و با کمک بلوک‌های IFFT و FFT قابل پیاده‌سازی است. در شکل ۳ ساختار ترسیم شده سیستم SMT در آنتن‌های MIMO که هر جریان داده یک آنتن را در اختیار دارد، برای تمامی‌آنتن‌ها در فرستنده و گیرنده به طور مستقل پیاده می‌شود، آورده شده است.

در ساختار سیستم مبتنی بر SMT، $D_n(k)=[d_0(k)d_1(k)...d_{L-1}(k)]^T$ بردار ورودی به سیستم فرستنده آنتن n-ام در لحظه k، تنها از عناصر حقیقی تشکیل شده است[۱۴]. درایه $d_i(k)$ قبل از ورود به بلوک IFFT، در $(j)^{i+k}=(\sqrt{-1})^{i+k}$ ضرب می‌شود. اگر بردار حاصل از ضرب $(\sqrt{-1})^{i+k}$ در $D_n(k)$ را بنامیم و سپس از این عبارت IFFT بگیریم، بردار $\overline{s}(k)$ حاصل می‌شود.

$$\overline{d}_s(k)=\begin{bmatrix} j^{0+k} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & j^{L-1+k} \end{bmatrix} D_n(k) \qquad (۱۱)$$

$$\overline{s}(k)=F^H\overline{d}_s(k) \qquad (۱۲)$$

که در آن، F^H ماتریس IFFT است. با عبور $\overline{s}(k)$ از بانک فیلتر، $\overline{x}(k)$ تولید می‌گردد[۱۵].

$$\overline{x}(k)=\left[\tilde{G}_0\tilde{G}_1...\tilde{G}_{2\gamma-1}\right]\begin{bmatrix}\tilde{s}(k)\\ \tilde{s}(k-1)\\ \vdots\\ \tilde{s}(k-2\gamma+1)\end{bmatrix} = \tilde{G}\begin{bmatrix}\tilde{s}(k)\\ \tilde{s}(k-1)\\ \vdots\\ \tilde{s}(k-2\gamma+1)\end{bmatrix} \qquad (۱۳)$$

که در آن $\tilde{G}_l=diag([\tilde{G}_0(l),\tilde{G}_1(l),...,\tilde{G}_{L-1}(l)])$ و $G_i(l)$ پاسخ ضربه و γ طول پاسخ ضربه فیلتر i-ام بانک فیلتر است (فرض می‌شود γ برای تمام فیلترها یکسان است). در گام بعد یک رشته سریال از $\overline{x}(k)$ 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، بردار $X(k)$ در کانال ارسال خواهد شد.

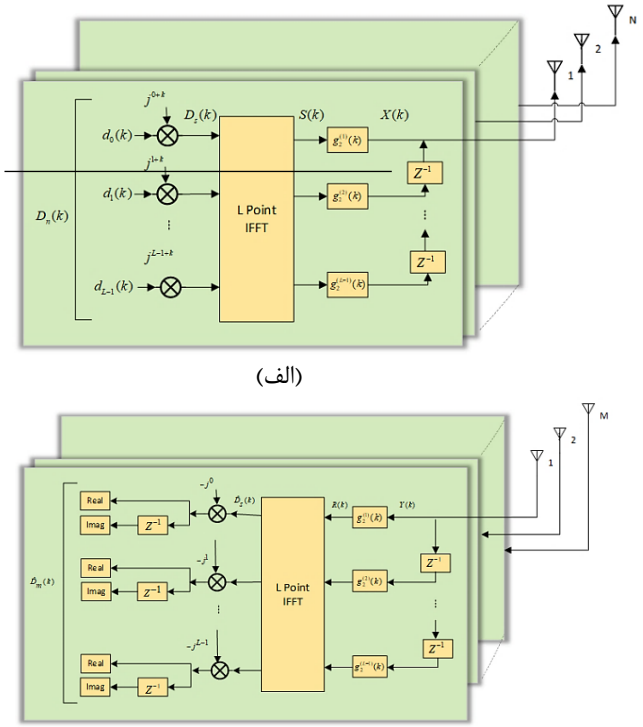
$$X(k)=[X_1(k),X_2(k),...X_N(k)]^T \qquad (۱)$$

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

$$Y(k)=[Y_1(k),Y_2(k),...Y_M(k)]^T \qquad (۲)$$

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 ۳، بردار $\overline{y}(k)$ ساخته می‌شود. در گام بعد $\overline{y}(k)$ از بانک فیلتر عبور داده شده و بردار $\overline{r}(k)$ را می‌سازد.

$$\bar{r}(k)=\left[\tilde{G}_0\tilde{G}_1...\tilde{G}_{2\gamma-1}\right]\begin{bmatrix}\bar{y}(k)\\ \bar{y}(k-1)\\ \vdots\\ \bar{y}(k-2\gamma+1)\end{bmatrix}$$
$$=\tilde{G}\begin{bmatrix}\bar{y}(k)\\ \bar{y}(k-1)\\ \vdots\\ \bar{y}(k-2\gamma+1)\end{bmatrix} \quad (۳)$$



(الف)

(ب)

شکل (۳). سیستم MIMO-SMT با N آنتن فرستنده (الف) و M آنتن گیرنده (ب)

سپس از $\bar{r}(k)$، IFFT گرفته شده که ماحصل این کار بردار $\hat{\bar{d}}_s(k)$ خواهد بود.

$$\hat{\bar{d}}_s(k)=F^H\bar{r}(k) \quad (۴)$$

در گام بعد اثر ضرب شطرنجی $(\sqrt{-1})^{i+k}$ از بردار $\hat{\bar{d}}_s(k)$ حذف شده و بردار $\hat{D}_m(k)$ ساخته می‌شود.

$$\hat{D}_m(k)=\begin{bmatrix}j^{0+k}&0&0\\ 0&\ddots&0\\ 0&0&j^{L-1+k}\end{bmatrix}^{-1}d_s(k) \quad (۵)$$

البته در $\hat{D}_m(k)$ هنوز ضرایب کانال چند ورودی-چند خروجی حذف نشده است. اگر $\hat{\bar{d}}_s^m(k)$ بردار $\hat{\bar{d}}_s(k)$ مربوط به آنتن گیرنده m-ام باشد، می‌توان بر طبق رابطه (۱۹)، با اعمال معکوس پاسخ فرکانسی، تاثیر ضرایب کانال را در فریم‌های دریافتی از بین برد.

$$\hat{D}_s(k)=H^+\begin{bmatrix}\hat{\bar{d}}_s^1(k)\\ \vdots\\ \hat{\bar{d}}_s^M(k)\end{bmatrix} \quad (۶)$$

که در آن $\hat{D}_s(k)$ تخمینی از بردارهای $\bar{d}_s(k)$ مربوط به تمام آنتن‌های فرستنده است، که در یک ستون قرار داده شده‌اند و ماتریس H^+ ماتریس شبه وارون پاسخ فرکانسی کانال چند ورودی- چند خروجی است که از رابطه (۲۰) حاصل می‌شود.

$$\left[H^lH+N_0\right]^{-1}H^H \quad (۷)$$

در رابطه (۲۰)، N_0 واریانس نویز گوسی جمع شونده در آنتن‌های گیرنده و H پاسخ فرکانسی کانال MIMO است که به صورت زیر قابل محاسبه می‌باشد.

$$H=\begin{bmatrix}H_{11}&\cdots&H_{1N}\\ \vdots&\ddots&\vdots\\ H_{M1}&\cdots&H_{MN}\end{bmatrix} \quad (۸)$$

و عناصر رابطه H به صورت رابطه (۲۲) بیان می‌گردد.

$$H_{mn}=diag(\bar{h}_{mn}) \quad (۹)$$

در رابطه (۲۲)، $\bar{h}_{mn}$ پاسخ فرکانسی L نقطه‌ای کانال بین آنتن n-ام فرستنده و m-ام گیرنده است. در مرحله بعد با حذف اثر $j=\sqrt{-1}$ از بردار $\hat{D}_s(k)$، بردار $\hat{D}(k)=[\hat{D}_0(k)\hat{D}_1(k)...\hat{D}_N(k)]^T$ حاصل می‌شود، که هر یک از بردارهای $\hat{D}_n(k)$ تخمینی از $D_n(k)$ ارسال شده توسط آنتن n-ام است، که به روش برابرسازی MMSE بدست آمده است. چنانچه پاسخ فرکانسی کانال MIMO در تمام زیر کانال‌ها تقریبا تخت باشد، با این روش، اثر کانال در سمبل‌های دریافتی به طور کل قابل حذف خواهد بود.

فیلترهای اولیه را می‌توان طوری طراحی کرد که با توجه به ویژگی‌های کانال، بهترین عملکرد را داشته باشد. یکی از روشها استفاده از ترکیبات بهینه وزن توابع هرمیت برای ایجاد اشکال جدید پالس مناسب برای کانال‌های پراکنده مضاعف است. به عنوان مثال، در [۱۶]، فضای صفر، که مربوط به مناطق با تداخل صفر است، با استفاده از توابع هرمیتی برای افزایش استحکام طرح در کانال‌های پراکنده مضاعف گسترده می‌شوند. در [۱۷]، توابع هرمیت به عنوان مبنایی برای به حداقل رساندن ICI و ISI

استفاده می‌شود، در حالی که در [۱۸]، آنها برای به حداکثر رساندن نسبت سیگنال به تداخل (SIR[1]) با در نظر گرفتن طرح‌های دو به دو متعامد استفاده می‌شوند. بر اساس ملاحظات مختلف، به عنوان مثال حداکثر نسبت سیگنال به تداخل به اضافه نویز (SINR[2]) و حداقل ISI[3] و ICI[4]، پالس‌های بهینه را می‌توان با استفاده از تابع گوسی به عنوان یک فیلتر اولیه ایجاد کرد[۱۹].

فیلتر هرمیتی از ترکیبات خطی توابع هرمیت-گوسی بدست می‌آید. با تغییر شکل فیلتر گاوسی با توابع درجه بالا هرمیت، گذرگاه‌های صفر برای برآوردن معیار نایکوئیست[5] ارائه می‌شود. این روش دارای ویژگی‌های مشابه با IOTA[6] است و پاسخ ایزوتروپیک[7] می‌دهد. اشکال پیشرفته ترکیبات هرمیت-گوسی همچنین ویژگی‌های پراکندگی محیط ارتباطی را نیز در نظر می‌گیرند[۲۰]. لازم به ذکر است روابط مربوط به شکل پالس فیلتر نمونه اولیه بر پایه توابع هرمیت و پارامترهای آن از [۲۰] استخراج گردیده است.

۴. روش پیشنهادی در حقیقی‌سازی ماتریس کانال

کاستی سیستم FBMC/OQAM از تداخلی ناشی می‌شود که در فرستنده بر اثر همپوشانی بین سمبل‌های حقیقی و موهومی ایجاد می‌گردد. چرا که به منظور آشکارسازی سمبل‌ها، گیرنده باید بگونه‌ای طراحی شود که قبل از عملیات R{.} و Im{.} به منظور حذف تداخلف ابتدا اثر ضرایب کانال را در سیگنال دریافتی حذف کند. در اینجاست که باید در گیرنده از برابرساز MMSE استفاده نمود. در نتیجه اگر سیستم به همراه آنتن‌های MIMO استفاده شود، به دلیل وجود فضای صفر در ماتریس کانال، احتمال خطا در گیرنده نسبت به آشکارسازی بهینه افزایش می‌یابد. برای حل چنین چالشی از روشی جدید استفاده خواهیم نمود. بر این اساس با ارتقا روش فرهنگ در [۲۱] کار را بیان خواهیم کرد. چنانچه کد متعامد X_r که از سمبل‌های بردار حقیقی S_r ساخته شده، در کانال MIMO با M آنتن گیرنده و ضرایب H ارسال شود، را بطه ماتریس دریافتی به صورت زیر خواهد بود:

$$Y = HX_r + W \qquad (۱۰)$$

در رابطه فوق Y، H و W به ترتیب ماتریس‌های دریافتی، کانال و نویز گوسی مختلط در یک سیستم MIMO با N آنتن فرستنده و M آنتن گیرنده هستند.

$$\begin{bmatrix} Y_r \\ Y_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_r & -H_i \\ H_i & H_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_r \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_r \\ W_i \end{bmatrix} \qquad (۱۱)$$

در رابطه فوق زیرنویس‌های r و i به ترتیب نشان دهنده بخش حقیقی و موهومی ماتریس و Ω ناشی از تداخل در ماتریس X_r می‌باشند.

چنانچه R و Q تجزیه QR پایین مثلثی ماتریس کانال در حوزه حقیقی باشند، به طوری که:

$$\begin{bmatrix} H_r & -H_i \\ H_i & H_r \end{bmatrix} = QR \qquad (۱۲)$$

با ضرب طرفین رابطه (۲۴) در Q^T (با توجه به اینکه $Q^TQ = I$) هیچگونه خللی در کلیت مسئله وارد نشده و خواهیم داشت:

$$Q^T \begin{bmatrix} Y_r \\ Y_i \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} X_r \\ \Omega \end{bmatrix} + Q^T \begin{bmatrix} W_r \\ W_i \end{bmatrix} \qquad (۱۳)$$

ماتریس R دارای شکل کلی زیر خواهد بود.

$$R = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ A_2 & A_3 \end{bmatrix} \qquad (۱۴)$$

که در آن A_1 ، A_2 و A_3 ماتریس‌هایی با ابعاد $N \times N$ (اگر $M \geq N$) و یا $M \times N$ (اگر $N < 2M$) هستند. در رابطه (۲۶) اگر $\begin{bmatrix} \tilde{W}_r \\ \tilde{W}_i \end{bmatrix} = Q^T$ و $\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} = Q^T \begin{bmatrix} Y_r \\ Y_i \end{bmatrix}$ باشد، به منظور استخراج X_r به طریق زیر عمل می‌کنیم:

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ A_2 & A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_r \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{W}_1 \\ \tilde{W}_2 \end{bmatrix} \qquad (۱۵)$$

مشاهده می‌شود در این روش، دایورسیتی در آشکارسازی سمبل‌های X_r برابر $\lambda = \|A_1\|^2$ است.

۵. مقایسه بین دو سیستم دو سیستم OFDM و FBMC/OQAM

در سیستم‌های چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر ، برای ارسال سمبل‌ها از پالس‌هایی با لوب‌های کناری[8] باریکتر در طیف فرکانسی نسبت به پالس مستطیلی OFDM استفاده می‌گردد. با فرض اینکه در سیستم OFDM بدون پیشوند چرخشی از پالس مستطیلی با عرض T استفاده شود، فاصله فرکانسی زیر کانال‌ها از هم $\Delta f = \frac{1}{T}$ خواهد بود. در حالی که سیستم بانک فیلتر با

[1] Signal to Interference Ratio
[2] Signal to Interference & Noise Ratio
[3] Inter Symbol Interference
[4] Inter Carrier Interference
[5] Nyquist
[6] Isotropic Orthogonal Transform Algorithm
[7] Isotropic
[8] Side lobes

فرض استفاده از همان شکل پالس، به دلیل لزوم تفکیک طیف زیر کانال‌ها، فاصله فرکانسی زیر کانال‌ها از هم باید حداقل $\Delta f = \frac{1+\alpha}{T}$ باشد. در نتیجه در نرخ برابر سیستم FBMC، بسته به میزان ضریب α (ضریب غلتش[1]) پهنای باند بیشتری را نسبت به سیستم OFDM بدون پیشوند چرخشی نیاز دارد. در نتیجه با عدم وجود CP در FBMC، در پهنای باند برابر به خاطر کمتر بودن تعداد زیرکانال‌های بانک فیلتر نسبت به OFDM، نرخ ارسال داده کمتر خواهد بود. لذا به جهت فائق آمدن بر این مسئله و توان رقابت با سیستم OFDM بدون پیشوند چرخشی از سیستم FBMC/OQAM استفاده می‌گردد. در این سیستم‌ها فاصله فرکانسی برابر $\Delta f = \frac{1}{T}$ بوده و در نتیجه نرخ ارسال برابری خواهد نمود.

از دید دیگر، در کانال‌هایی با فرکانس گزین، برای جلوگیری از تداخل بین سمبلی و بین حاملی لازم است تا فرستنده از پیشوند چرخشی استفاده نماید. اما در FBMC/OQAM با استفاده از فیلتر نمونه اولیه می‌توان در گیرنده بدون تداخل و بدون استفاده از پیشوند چرخشی سمبل‌ها را بازیابی کرد. این امر در مواردی که به طول زیادی از CP نیاز است علل خصوص در زیر آب، بسیار حائز اهمیت خواهد بود.

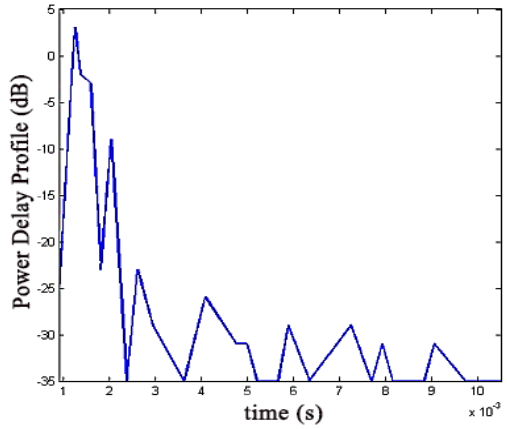
بر اساس مطالعات مقالات [۲۲] و [۲۳] که به بررسی ساختار دو سیستم OFDM و FBMC/OQAM پرداخته‌اند، سیستم بانک فیلتری در میزان پردازش و همچنین ساختار سخت‌افزاری اندکی از OFDM دارای کارکرد می‌باشد، به طوری که این میزان از بلوک دیاگرام ساختار فرستنده و گیرنده و در بخش‌های جداساز بخش حقیقی و موهومی و ترکیب آن‌ها توجیه گردیده است.

۶. شبیه‌سازی دو سیستم OFDM و FBMC/OQAM در مخابرات زیر آب

این بخش شامل شبیه‌سازی دو سیستم OFDM و FBMC/OQAM برای حالات با یک آنتن فرستنده و یک آنتن گیرنده، یک آنتن فرستنده و دو آنتن گیرنده و دو آنتن فرستنده و دو آنتن گیرنده می‌باشد (لازم به ذکر است که در مخابرات زیر آب از بلندگو و هیدروفون به ترتیب به عنوان فرستنده و گیرنده استفاده می‌شود). همچنین در شبیه‌سازی انجام گرفته، عمق آب ۲۰ متر و عمق فرستنده و گیرنده ۹ متر از سطح آب در نظر گرفته شد.

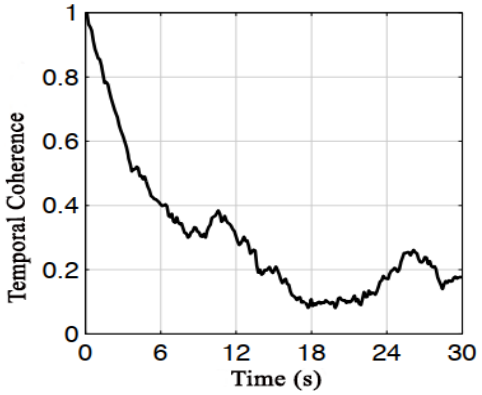
به جهت تکمیل نمودن مشخصات شبیه‌سازی کانال از توابع موجود در شکل ۴ و شکل ۵ که به ترتیب تابع PDP و همبستگی هستند [۱۲]، کمک گرفته خواهد شد.

مشخصات مورد استفاده در شبیه سازی سیستم‌های OFDM و SMT FBMC/OQAM در جدول ۱ ارایه گردیده است. برای مطابقت دادن سیستم پیشنهادی و مقایسه و بررسی دقیق‌تر از پارامترهای ارائه شده در مقاله [۲۴] بهره گرفته شده است. مطابق آن در پهنای باند ثابت تعداد زیرکانال‌های OFDM و SMT ثابت در نظر گرفته شده است. در نتیجه نرخ ارسال SMT در بدترین حالت برابر با OFDM بدون CP خواهد بود.



شکل (۴). تابع PDP کانال زیر آب

CP در OFDM مقدار ۱۹ درصد از طول یک فریم را، با توجه به اینکه ۱۰ میلی ثانیه در نظر گرفته شده است، به خود اختصاص خواهد داد. در نتیجه از آنجا که در SMT هیچگونه فاصله‌ی نگهبانی[2] همراه با داده ارسال نمی‌شود، لذا نرخ ارسال داده بیشتر خواهد بود. این بدین معناست که برای یک جریان داده و بنابر شرایط فوق نرخ ارسال داده در سیستم OFDM، $R = 42Kb/s$ و در سیستم SMT، $R = 48Kb/s$ خواهد بود که نسبت به موارد مورد بررسی در مراجع و همچنین شرایط محیطی بسیار پیچیده‌ی زیر آب، بسیار مطلوب ارزیابی می‌شود.



شکل (۵). تابع خودهمبستگی ضرایب متغیر با زمان کانال

[1] Roll of factor

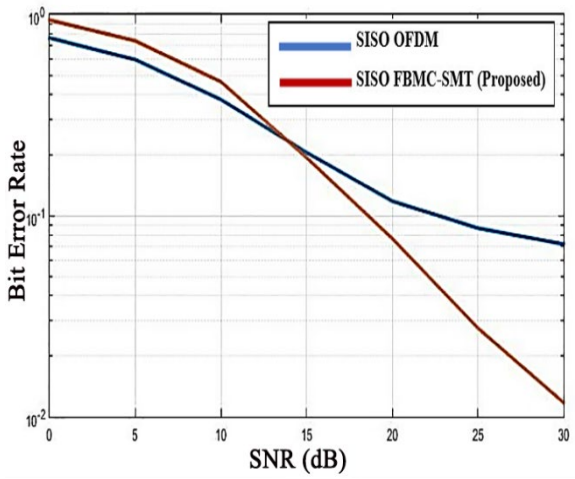
[2] Guard Interval

شکل‌های (۱)، (۲)، (۳) به ترتیب مقایسه دو سیستم را در حالت‌های یک ورودی-یک خروجی، یک ورودی-چند خروجی و چند ورودی-چند خروجی را نشان می‌دهد. همانطور که از شکل پیداست، در حالت پایه (SISO) سیستم چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر عملکرد نزدیکی از سیستم مقابل یعنی OFDM داراست. اما مطابق با شکل مقدار کمی خطا در سیستم FBMC بیشتر از OFDM است که این موضوع طبق بررسی‌های صورت گرفته از دو موضوع ناشی می‌گردد.

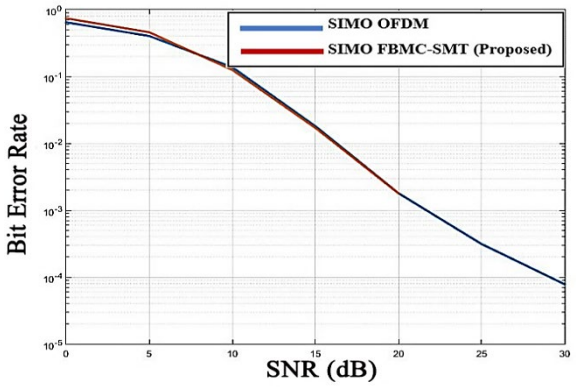
علت اول آن است که از آنجا در شبیه‌سازی‌ها ضرایب کانال متغیر با زمان در نظر گرفته شده است و اینکه شکل پالس مورد استفاده در سیستم FBMC در زمان طولانی‌تر از شکل پالس OFDM می‌باشد، تغییرات زمانی ضرایب کانال تاثیر تخریبی بیشتری را در این سیستم تحمیل می‌کند.

جدول (۱). مشخصات سیستم‌های OFDM و FBMC در شبیه‌سازی

SMT	
Sampling Rate	$f_s = 96kHz$
Centre Frequency	$f_c = 32kHz$
Signal Bandwidth	$B = 12kHz$
SMT Block duration	$T = 85.33ms$
Guard interval	$0ms$
Subcarrier Spacing	$\Delta f = 12kHz$
Number of Subcarrier	$L = 1024$
OFDM	
Sampling Rate	$f_s = 96kHz$
Centre Frequency	$f_c = 32kHz$
Signal Bandwidth	$B = 12kHz$
SMT Block duration	$T = 85.33ms$
Guard interval	$10ms$
Subcarrier Spacing	$\Delta f = 12kHz$
Number of Subcarrier	$L = 1024$



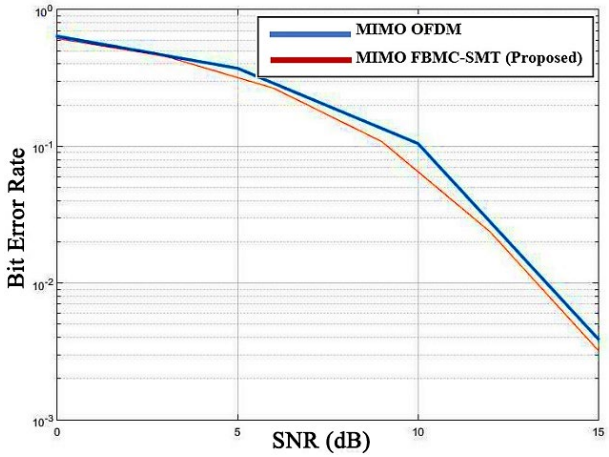
شکل (۶). مقایسه دو سیستم OFDM و FBMC در حالت SISO



شکل (۷). مقایسه دو سیستم OFDM و FBMC در حالت SIMO

علت دوم نیز از نحوه شکستن طیف فرکانسی کانال به زیرکانال‌ها و حذف ضرایب کانال بر می‌گردد. برای حل این مشکلات در سیستم‌های با تعداد آنتن بیشتر و جلوگیری از اختلاف خطای زیاد، با تعریف یک حد آستانه قسمتی از طیف کانال که در خطا رخ می‌دهد را حذف کرده و آشکارسازی را تنها برای بخش‌های دیگر طیف انجام داد. همانطور که قبلا هم گفته شد با توجه به چالش برانگیر بودن محیط زیر آب و CP طولانی در OFDM سیستم FBMC با استفاده از فیلتر نمونه اولیه و نوع آشکارسازی مناسب می‌تواند جایگزین مناسبی برای سیستم‌های قدیمی باشد.

همانطور که مشاهده می‌شود، بر اساس پیش‌بینی‌ها در صورت استفاده از MIMO FBMC/OQAM (با دو آنتن فرستنده و دو آنتن گیرنده)، ضمن افزایش بهره کانال مطابق موارد بیان شده در بخش‌های قبل شاهد افزایش نرخ انتقال نسبت به OFDM خواهیم بود. این اتفاق در نرخ خطای تقریبا یکسانی با OFDM رخ می‌دهد که بیانگر بهینه‌تر بودن سیستم پیشنهادی بر اساس پارامترها و شرایط یکسان خواهد بود.

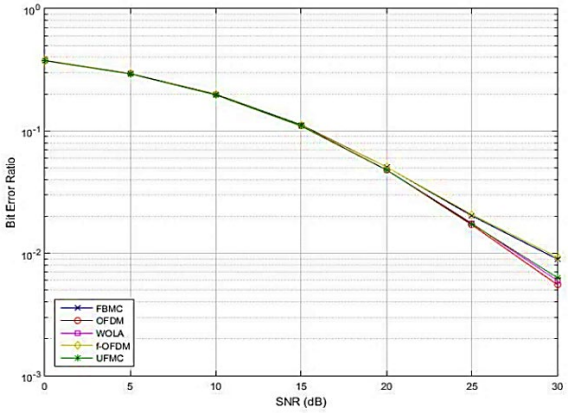


شکل (۸). نمودار مقایسه سیستم MIMO FBMC/OQAM (SMT) پیشنهادی و سیستم MIMO OFDM

به جهت بررسی هرچه بهتر و تمییز دادن ویژگی‌های انواع سیستم‌های موجود در حوزه سیستم‌های چند حاملی، شبیه‌سازی FBMC، OFDM، WOLA، f-OFDM و UFMC در شکل (۹) ارائه گردیده است. در این شبیه‌سازی مشخصات کانال برای کانال دوگانه گزین (که مناسب شرایط زیر آب می‌باشد) و با ویژگی‌های تابع توان- تاخیر Pedestrian B (PDP) منظور گردیده است. مشخصات سیستم‌های بکار گرفته شده بر اساس مقاله [۲۵] آمده است. فیلتر نمونه اولیه‌ی به کاربرده شده در این سیستم نیز از نوع Hermite می‌باشد. با توجه به مشخصات شبیه‌سازی، در این شکل مقدار تفاوت تا SNR حدودا ۱۵ دسی‌بل اندک است. با افزایش این میزان، تفاوت آشکار شده و شاهد اندکی افزایش اختلافات میان تکنیک‌ها خواهیم.

جدول (۲). مقایسه سیستم‌های OFDM و FBMC-SMT

پارامتر	FBMC-SMT (Proposed)	CP-OFDM (other work)
Frequency Localization	yes	no
روش مقابله با ISI و ISC	فیلتر نمونه اولیه	CP
درصد اختصاص CP	%0	%19
پهنای باند	12 kHz	12 kHz
Guard Interval	0 ms	10 ms
نرخ ارسال داده	$R = 48Kb/s$	$R = 42Kb/s$
نرخ ارسال و دریافت به درصد نسبت به OFDM	%15	-



شکل (۹). نسبت BER به SNR برای سیستم‌های FBMC، OFDM، WOLA، f-OFDM و UFMC

برای قسمتی که اختلاف نمودارها اندک اما همچنان بانک فیلتر ارجعیت دارد، اینگونه قابل دفاع است که با توجه به مطالبی که قبلا بیان گردید به دلیل عدم وجود پیشوند در این سیستم، نرخ انتقال داده‌ی بالاتری در میزان نرخ خطای یکسان داراست. البته قابل ذکر است که در نوع Pedestrian B تحرک در فرستنده و گیرنده در نظر گرفته می‌شود و در صورتی که سرعت افزایش یابد نتیجه بیشتر از پیش به نفع FBMC خواهد بود.

۷. نتیجه گیری

در کانال‌های صوتی زیر آب، به علت محدودیت پهنای باند، گسترش تأخیر طولانی ناشی از سرعت کم انتشار امـواج صوتی، و نیز به علت تغییرات شدید زمانی، ایجاد یک ارتباط پایدار و کارآمد همواره با موانع همراه بـوده است.

سیستم چند حاملی MIMO-OFDM روشی برای به کارگیری در چنین موقعیتی است اما به دلیل استفاده از CP با طول زیاد برای کانال‌های زیر آب، بهره عرض باند و نرخ ارسال داده به شدت کاهش می‌یابد. روش پیشنهادی جدید، استفاده از سیستم‌های چند حاملی مبتنی بر بانک فیلتر آفست‌دار است. در این روش بردار داده‌ی ورودی به سیستم با استفاده از ضرب شطرنجی در $j=\sqrt{-1}$ آماده‌ی به‌کارگیری در بلوک‌های IFFT خواهد شد. این عمل نقطه قوت سیستم SMT در مقابل OFDM است و مانع از ایجاد تداخل بدون حضور CP است. در ادامه داده با استفاده از فیلتر شکل پالس هرمیتی که بالاترین دقت را در بین تمام فیلترها داراست، عبور نموده و از آنتن‌ها خارج می‌گردد. در سمت گیرنده نیز معکوس اعمال ذکر شده، انجام گرفته و با استفاده از روش ترکیب MRC، سیگنال‌های دریافتی، ساخته خواهد شد. می‌توان نشان داد که با انتخاب یک فیلتر ریشه نایکوئیست با پاسخ ضربه متقارن برای شکل دهی پالس در فرستنده و با استفاده از همان برای فیلتر تطبیق در گیرنده در یک سیستم چند کانال QAM، و با معرفی تاخیر فضای نصف سمبل بین فاز و اجزای یک چهارم سمبل‌های QAM، این امکان وجود دارد که به نرخ فاصله‌گذاری علامت در ثانیه بین کانال‌های زیرحامل مجاور دست یابیم و همچنان هم سمبل‌ها با اطلاعات عاری از ISI و ICI بازیابی شوند. این روش دارای مزیت نسبت به OFDM است. بر خلاف OFDM، OQAM چندحاملی به هیچ نمونه‌ای برای پیشوند دوره‌ای جهت حل و فصل ISI و ICI نیاز ندارد. بنابراین OQAM چندحاملی پهنای باند موثر بیشتری از OFDM مرسوم دارد. شبیه‌سازی سیستم FBMC/OQAM پیشنهادی در حالات SISO، SIMO، MIMO صورت پذیرفت. این شبیه‌سازی برای عمق آب ۲۰ متر با دو فرستنده و دو گیرنده در عمق ۹ متری انجام پذیرفته است. نتیجه‌ی این شبیه‌سازی گواه این بوده است که در میزان برابر نرخ خطا در دو سیستم OFDM و MIMO FBMC-SMT سیستم پیشنهادی میزان ۱۵٪ نرخ ارسال و دریافت بیشتری را داراست که در شرایط پیچیده زیر آب، دستاورد روشنی است و به دلایل ارزنده‌ای قادر به جایگزینی سیستم‌های پیشین و بکارگیری در برنامه‌های آینده را دارند.

۸. مراجع

[1] N. Farr, A. Bowen, J. Ware, C. Pontbriand, and M. Tivey, "An integrated, underwater optical/acoustic communications system," in OCEANS'10 IEEE SYDNEY, 2010: IEEE, pp. 1-6 .

[2] "Evaluation of the performance of multi-port telecommunication systems based on the filter bank," Ministry of Science, Research and Technology - Isfahan University of Technology - Faculty of Electrical and Computer Engineering, 2011. [Online].

[3] M. Stojanovic and L. Freitag, "Multiuser undersea acoustic communications in the presence of multipath propagation," in MTS/IEEE Oceans 2001. An Ocean Odyssey. Conference Proceedings (IEEE Cat. No. 01CH372 ,۲۰۰۱ ,(۹۵vol. 4: IEEE, pp. 2165-2169 .

[4] S. Barua, Y. Rong, S. Nordholm, and P. Chen, "Adaptive modulation for underwater acoustic OFDM communication," in OCEANS 2019-Marseille, 2019: IEEE, pp. 1-5 .

[5] M. Bellanger and J. Daguet, "TDM-FDM transmultiplexer: Digital polyphase and FFT," IEEE Transactions on Communications, vol. 22, no. 9, pp. 1199-1205, 1974.

[6] C. Siclet and P. Siohan, "Design of BFDM/OQAM systems based on biorthogonal modulated filter banks," in Globecom'00-IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record (Cat. No. 00CH37137), 2000, vol. 2: IEEE, pp. 701-705 .

[7] P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille, "Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory," IEEE transactions on signal processing, vol. 50 ,no. 5, pp. 1170-1183, 2002.

[8] M. J. Bocus, D. Agrafiotis, and A. Doufexi, "Underwater acoustic video transmission using MIMO-FBMC," in 2018 OCEANS-MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans (OTO), 2018: IEEE, pp. 1-6 .

[9] P. Amini, R.-R. Chen, and B. Farhang-Boroujeny, "Filterbank multicarrier communications for underwater acoustic channels," IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 40, no. 1, pp. 115-130, 2014.

[10] T. B. Aik, Q. S. Sen, and Z. Nan, "Characterization of multipath acoustic channels in very shallow waters for communications," in OCEANS 2006-Asia Pacific, 2006: IEEE, pp. 1-8 .

[11] P. A. Van Walree, T. Jenserud, and M. Smedsrud, "A discrete-time channel simulator driven by measured scattering functions," IEEE journal on selected areas in communications, vol. 26, no. 9, pp. 1628-1637, 2008.

[12] P. A. Van Walree, T. Jenserud, and M. J. I. j. o. s. a. i. c. Smedsrud, "A discrete-time channel simulator driven by measured scattering functions," vol. 26, no. 9, pp. 1628-1637, 2008.

[13] M. Stojanovic, "Performance analysis of filtered multitone modulation systems for underwater communication," in OCEANS 2009, 2009: IEEE, pp. 1-9 .

[14] B. J. I. s. p. m. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," vol. 28, no. 3, pp. 92-112, 2011.

[15] Y. Zhu, B. Wang, Y. Zhang, J. Li, and C. J. A. A. Wu, "Convolutional neural network based filter bank multicarrier system for underwater acoustic communications," vol. 177, p. 107920, 2021.

[16] P. Amini, C. H. Yuen, R.-R. Chen, and B. Farhang-Boroujeny, "Isotropic filter design for MIMO filter bank multicarrier communications," in 2010 IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, 2010: IEEE, pp. 89-92 .

[17] W. Kozek and A. F. J. I. J. o. s. a. i. c. Molisch, "Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels," vol. 16, no. 8, pp. 1579-1589, 1998.

[18] I. Trigui, M. Siala, S. Affes, A. Stephenne, and H. Boujemaa, "Optimum pulse shaping for OFDM/BFDM systems operating in time varying multi-path channels ",in IEEE GLOBECOM 2007-IEEE Global Telecommunications Conference, 2007: IEEE, pp. 3817-3821 .

[19] P. Jung and G. J. I. T. o. C. Wunder, "The WSSUS pulse design problem in multicarrier transmission," vol. 55, no. 10, pp. 1918-1928, 2007.

[20] A. Sahin, I .Guvenc, H. J. I. c. s. Arslan, and tutorials, "A survey on multicarrier communications: Prototype filters, lattice structures, and implementation aspects," vol. 16, no. 3, pp. 1312-1338, 2013.

[21] B. Farhang-Boroujeny and C. Schlegel, "Efficient multicarrier realization of full-rate space-time orthogonal block coded systems," in IEEE International Conference on Communications, 2003. ICC'03., 2003, vol. 4: IEEE, pp. 2267-2271 .

[22] L. Linton, P. Conder, and M. Faulkner, "Multiuser communications for underwater acoustic networks using MIMO-OFDM-IDMA," in 2008 2nd International Conference on Signal Processing and Communication Systems, 2008: IEEE, pp. 1-8 .

[23] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," IEEE signal processing magazine ,vol. 28, no. 3, pp. 92-112, 2011.

[24] B. Li et al., "MIMO-OFDM for high-rate underwater acoustic communications," vol. 34, no. 4, pp. 634-644, 2009.

[25] R. Nissel, S. Schwarz, and M. Rupp, "Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 35, no. 8, pp. 1768-1782, 2017.