

## استفاده از رمزگذاری توربو برای بهبود عملکرد سامانه های مخابراتی زیرسطحی بر پایه مدولاسیون تطبیقی OFDM

محمد اسحاقی کناری<sup>۱</sup>، فخرالدین نظری<sup>۲\*</sup>، فرید صمصامی خداداد<sup>۳</sup>، محمدعلی علیرضاپوری<sup>۴</sup>

۱- دانشجوی دکتری ۲- دانشیار، ۳- استادیار، دانشگاه تخصصی فناوری های نوین آمل، ۴- استادیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

(دریافت: ۱۴۰۱/۰۵/۰۴، پذیرش: ۱۴۰۱/۰۸/۱۱)

### چکیده

مهم ترین محدودیت برای سامانه های مخابراتی بی سیم زیر سطح آب، خاصیت چندمسیرگی، محوشدگی، تضعیف و تداخلات گسترده در کانال زیرسطحی است. در اینگونه کانال ها به دلیل نوسانات شدید در نسبت سیگنال به نویز، ارسال و دریافت در حالت مدولاسیون ثابت دارای عملکرد مطلوب نیست. به همین دلیل، در این مقاله برای اولین بار استفاده از رمزگذاری توربو برای رمزگذاری یک سامانه مدولاسیون تطبیقی مبتنی بر مالتی پلکس تقسیم فرکانس متعامد (OFDM) معرفی شده است که موجب کاهش خطای مخابره و همچنین دستیابی به کارایی بالا می گردد. در مدل سامانه پیشنهادی، با انتخاب پارامترهای مناسب برای ارتباط در محیط صوتی زیر سطح آب و همچنین انتخاب حالت های مدولاسیون مناسب، یک سامانه بهینه حاصل گردید که نرخ خطای بیت را نسبت به سایر سامانه هایی که تاکنون برای ارتباطات صوتی زیر سطح آب معرفی شده است، به مقدار ۱۶ درصد کاهش می دهد.

**کلیدواژه ها:** مدولاسیون تطبیقی، مالتی پلکس تقسیم فرکانس متعامد، مدولاسیون چندحاملی، مخابرات زیرسطحی، رمزگذاری توربو

## Usage of Turbo Coding to Improve the Performance of Underwater Telecommunication Systems Based on Adaptive OFDM Modulation

M. Es'haghi Kenari, F. Nazari\*, F. Samsami Khodadad, M. Alirezapouri

Amol University of Special Modern Technologies

(Received: 26/07/2022, Accepted: 02/11/2022)

### Abstract

The most important limitations for wireless underwater telecommunication systems are multipath, fading, attenuation, and extensive interference in underwater channels. In these channels, due to wide changes in the signal-to-noise ratio, transmitting and receiving in fixed modulation mode does not have the desired performance. For this reason, in this paper, the use of turbo coding to encode an adaptive modulation system based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is introduced for the first time, which reduces the transmission error and also achieves high efficiency. In the proposed system model, the optimal system was achieved by selecting appropriate parameters for communication in the underwater acoustic environment and also choosing proper modulation modes, which decreases the bit error rate by 16% compared to other systems introduced so far for underwater acoustic communication.

**Keywords:** Adaptive Modulation, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM, Multi-Carrier Modulation, Underwater Communication, Turbo Coding

## ۱. مقدمه

در یک سمبرل دارد، استفاده کنیم تا احتمال خطا را کاهش دهیم و به یک نرخ خطای بیت (BER) مطلوبی دست یابیم [۱].

همچنین در راستای بهبود عملکرد سامانه، از رمزگذاری توربو<sup>۱</sup> برای رمزگذاری استفاده می شود تا بتوان تشخیص خطای مناسبی برای سامانه داشت و پس از تشخیص خطا به اصلاح آن پرداخت. کدهای توربو، کدهای تصحیح کننده خطا با عملکرد نزدیک به حد شانون هستند. این رمزگذار از دو رمزگذار کانولوشنی که توسط یک درهم نهنده<sup>۲</sup> به هم ارتباط برقرار می کنند، تشکیل می شود. رمزگشایی داده های دریافتی از کانال نیز توسط یک فرآیند تکراری و از طریق دو رمزگشای متناظر انجام می شود.

ساختار نگارش مقاله بدین صورت خواهد بود که در بخش بعدی پیشینه تحقیق و نوآوری نسبت به تحقیقات گذشته ارائه می شود. در بخش سوم به بررسی مدل کانال زیرسطحی می پردازیم. در بخش چهارم مدل سامانه پیشنهادی خود را ارائه نموده و پس از آن استاندارد مربوطه و روش تخمین کانال بررسی می شود. در بخش های پنجم و ششم به شرح نحوه به کارگیری از رمزگذاری توربو و مدولاسیون تطبیقی در سامانه پیشنهادی پرداخته می شود. در بخش هفتم نتایج شبیه سازی در نرم افزار متلب ارائه می گردد. در بخش هشتم نیز جمع بندی و نتیجه گیری بیان خواهد شد.

## ۲. پیشینه و روش تحقیق

همان طور که ذکر شد، استفاده از سامانه های مخابراتی بی سیم زیر سطح آب سابقه ای بسیار طولانی دارد. سال هایی پس از جنگ جهانی دوم، مخابرات دریایی مورد تحقیق و توجه ویژه دانشمندان قرار گرفت. در سال های اولیه پس از جنگ جهانی دوم، روش های مدولاسیون آنالوگ نظیر مدولاسیون دامنه (AM) و مدولاسیون تک-باند (SSB) در مخابرات صوتی زیرسطحی به کار گرفته شد. مدولاسیون فرکانسی (FM) به دلیل محدود بودن پهنای باند کانال صوتی زیر سطح آب مورد توجه قرار نگرفت. با پیشرفت فناوری ساخت قطعات الکترونیکی و ظهور پردازنده های سریع در دهه ۱۹۸۰ میلادی، امکان استفاده از مدولاسیون های دیجیتال در مخابرات زیر سطح آب فراهم گردید. در این دهه از مدولاسیون های ناهمدوس<sup>۳</sup> نظیر کلیدزنی شیفترکانسی (FSK) و کلیدزنی شیفتر فاز تفاضلی (DPSK) برای ارسال داده های دیجیتالی استفاده شد [۲-۴]. به دلیل پایین بودن راندمان پهنای باند در این مدولاسیون ها، نرخ داده بسیار محدود بود و معمولاً حتی از یک کیلوبیت بر ثانیه تجاوز نمی کرد. به دلیل چرخش های

روش های مخابرات زیر سطح آب در طول جنگ جهانی اول و دوم با پیشرفت های چشمگیری به خصوص در زمینه های نظامی مواجه بوده است. به دلیل کیفیت بالای سامانه های دیجیتال و امکان رمزگذاری از دهه ۱۹۸۰ استفاده از روش های دیجیتال در مخابرات زیر آب آغاز شد. کانال های زیرسطحی دارای ویژگی های خاصی هستند که ارسال داده را در آن ها با چالش روبه رو می کند. از جمله این مسائل انتشار تغییرپذیری کانال، چندمسیرگی، محوشدگی شدید و شیفت داپلر بزرگ است که باعث تداخل بین سمبرل و تنزل عملکرد سامانه می شود.

برای حل این مشکلات، می توان از روش مدولاسیون چندحاملی استفاده کرد. در این روش، سمبرل های ارسالی با استفاده از چندین فرکانس حامل که به طور همزمان مدوله می شوند، ارسال می گردد. در مدولاسیون چند حاملی، رشته داده با نرخ ارسال بالا به N رشته داده با نرخ ارسال پایین تر تقسیم می شود. سپس، این رشته های داده در N زیرکانال موازی ارسال می گردد.

مدولاسیون چندحاملی مالتی پلکس تقسیم فرکانس متعامد نوع خاصی از مدولاسیون چندحاملی است که در آن زیرحامل ها در عین همپوشانی، طیف فرکانسی شان بر یکدیگر عمود است. تعداد زیرحامل ها، N، به گونه ای انتخاب می شود که پهنای باند هر زیرکانال کوچک تر از پهنای باند همدوسی کانال باشد. در این صورت می توان کانال فرکانس گزین را به مجموعه ای از زیرکانال های دارای محوشدگی تخت تبدیل کرد. بنابراین می خواهیم با استفاده از مدولاسیون چندحاملی که به شکل مالتی پلکس تقسیم فرکانس متعامد است و روش مدولاسیون تطبیقی و رمزگذاری مناسب، به کارآیی طیفی بالا در کانال صوتی زیر سطح آب دست یابیم.

استفاده از مدولاسیون تطبیقی به سامانه اجازه می دهد تا مدولاسیون را با توجه به شرایط کانال انتخاب کند. در مدولاسیون غیر تطبیقی فرستنده هیچ اطلاعاتی در مورد پارامترهای کانال در دسترس برای انتخاب طرح مدولاسیون ندارد. اما در مدولاسیون تطبیقی اطلاعات کانال در دسترس فرستنده قرار می گیرد و عملکرد یک طرح مدولاسیون تطبیقی به دانش فرستنده از کانال بستگی دارد؛ این دانش از گیرنده به فرستنده تغذیه می شود. بنابراین با توجه به مطالب ذکر شده در مجموع سعی بر این است با توجه به شرایط کانال بهترین پارامتر مدولاسیون را انتخاب کنیم، به طوری که اگر شرایط کانال مساعد است، از مدولاسیون و پارامترهایی که بیشترین میزان بیت را در زمان یک سمبرل دارد، استفاده کنیم تا گذردهی کانال را افزایش دهیم و زمانی که شرایط کانال نامساعد است از پارامترهایی که کمترین میزان بیت

<sup>1</sup> Turbo Coding

<sup>2</sup> Interleaver

<sup>3</sup> Non-Coherent Modulations

با توجه به توضیحات بالا و کارهای پژوهشی انجام شده، برای بهبود عملکرد سامانه‌های زیرسطحی، بهره‌گیری از مدولاسیون تطبیقی OFDM و ترکیب آن با رمزگذاری توربو و همچنین استفاده از استاندارد مناسب برای ارتباط صوتی زیر سطح آب می‌تواند روشی راهگشا برای دستیابی به ارتباط کارآمد و با حداقل خطا باشد. بنابراین، از آنجایی که همچنان پدیده محوشدگی و چندمسیرگی از مشکلات اساسی کانال‌های صوتی زیرسطحی به شمار می‌آید و ارسال بدون خطای اطلاعات و دستیابی به بازده بالا از چالش‌های حل‌نشده در این زمینه است، در این مقاله سامانه‌ای ارائه خواهد شد که بتواند بر مشکلات ارتباطی بیان‌شده برای کانال‌های زیر سطح آب غلبه کند و امکان مخابره اطلاعات را نسبت به سامانه‌های پیشین بهبود ببخشد. این امر با بهره‌گیری از روش OFDM و مدولاسیون تطبیقی و همچنین استفاده از رمزگذاری توربو برای رمزگذاری در سامانه پیشنهادی محقق می‌گردد که در بخش‌های بعدی به شرح آن پرداخته شده است. علاوه بر این، در این پژوهش استاندارد مناسب (استاندارد بازنگری شده IEEE 802.11p PHY) برای ارتباطات صوتی OFDM زیر سطح آب ارائه می‌شود که در پژوهش‌های پیشین به آن کمتر توجه شده است. همچنین روش جدید و مناسب تخمین مبتنی بر سمبل برای تخمین کانال ارائه خواهد شد. به‌منظور اعتبار بخشیدن به مدل سامانه پیشنهادی، از نرم‌افزار متلب برای شبیه‌سازی استفاده می‌شود تا مقایسه‌ای از عملکرد سامانه معرفی شده نسبت به سایر سامانه‌ها و همچنین تأثیر رمزگذاری توربو ارائه شود.

### ۳. مدل کانال

کانال صوتی زیر سطح آب به‌عنوان یکی از پیچیده‌ترین کانال‌ها برای مخابرات بی‌سیم شناخته می‌شود که دارای چندمسیرگی و محوشدگی شدید است. در پس‌زمینه اصلی، تضعیف وابسته به فرکانس وجود دارد که مخصوصاً فرکانس‌های بالاتر را بیشتر متأثر می‌سازد [۱۳].

فرض می‌کنیم که کانال یک کانال خطی و متغیر با زمان است. بنابراین می‌توانیم آن را با  $h(t; \tau)$  نشان دهیم. از نقطه‌نظر شناسایی سامانه، ما باید پارامترهای کانال را تعیین کنیم. با این فرض شروع می‌کنیم که کانال شامل  $N_{pa}$  مسیر گسسته است [۱۴].

$$h(t; \tau) = \sum_{p=1}^{N_{pa}} A_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)) \quad (1)$$

که در آن  $A_p(t)$  و  $\tau_p(t)$  به ترتیب دامنه و تأخیر متغیر زمان برای  $p$  امین مسیر است.

سرعت فاز در کانال‌های صوتی زیرسطحی، امکان استفاده از مدولاسیون‌های همدوس تک حامل<sup>۱</sup> تا سال ۱۹۹۴ میسر نگردید. پس از آن استویانوویچ [۵] روشی برای ترکیب حلقه قفل فاز (PLL) با برابرسازی<sup>۲</sup> ارائه کرد که استفاده از مدولاسیون‌های همدوس، نظیر کلیدزنی شیفت فاز (PSK) و مدولاسیون دامنه تریبیعی (QAM) را امکان‌پذیر ساخت.

پس از آن که روش مالتی‌پلکس تقسیم فرکانس متعامد (OFDM) در مخابرات بی‌سیم مورد استفاده قرار گرفت، محققین به فکر استفاده از این روش در مخابرات صوتی زیر سطح آب افتادند. استفاده از این روش در دهه گذشته بسیار فراگیر شده و همچنان ادامه دارد [۶]. نمونه‌ای از استفاده موفق روش OFDM در مخابرات صوتی زیر سطح آب در پژوهش اولیوا [۷] قابل مشاهده است. پس از آن یک سامانه OFDM مبتنی بر گسترش تبدیل فوریه گسسته برای یک کانال زیر سطح آب با عملکرد بهبودیافته پیشنهاد شد [۸].

در پژوهش دیگر، یک سامانه OFDM مبتنی بر کسینوس گسسته با عملکرد نرخ خطای بیت پایین‌تر نیز پیشنهاد شد و با کدهای بررسی توازن کم چگالی (LDPC) ترکیب شد تا نرخ خطای بیت را به‌طور قابل توجهی کاهش دهد [۹]. آندریجا و همکاران [۱۰] یک روش مدولاسیون تطبیقی را با استفاده از OFDM در کانال صوتی زیر سطح آب پیشنهاد کردند که در آن پهنای باند محدود و کانال چندمسیره محوشونده به‌طور قابل توجهی توان سامانه را کاهش می‌داد.

از آنجایی که روش‌های مدولاسیون تطبیقی به‌طور گسترده برای کانال‌های فرکانس رادیویی به کار گرفته شده‌اند، کاربرد آن‌ها در کانال‌های صوتی زیر سطح آب کم و فقط نتایج اولیه در دسترس است. در سال‌های اخیر، پیاده‌سازی سخت‌افزاری یک مودم OFDM قابل تنظیم مجدد در پژوهش ژو و تانگ [۱۱] برای تطبیق بیشتر در کانال صوتی زیرسطحی پیشنهاد شد. علاوه بر این، اخیراً پژوهشی برای پیاده‌سازی فناوری رمزگذاری توربو در ارتباطات صوتی OFDM زیر سطح آب ارائه شده است که در آن طرحی را برای پیاده‌سازی یک رمزگشای توربو کاملاً موازی بر روی FPGA پیشنهاد می‌کند [۱۲]. استاندارد مورد استفاده در پژوهش مذکور، استاندارد LTE است که استفاده غالب از این استاندارد برای روی سطح آب مرسوم است. علاوه بر آن، مدولاسیون مورد استفاده در آن پژوهش، مدولاسیون OFDM معمولی است. همچنین روش تخمین کانال تنک برای پیشگویی کانال زیرسطحی در آن پژوهش استفاده شد.

<sup>1</sup> Phase Coherent Single-Carrier Modulations

<sup>2</sup> Equalizer

#### ۴. مدل سامانه

نمودار بلوکی سامانه پیشنهادی در شکل (۲) آمده است. ابتدا در فرستنده، اطلاعات ورودی به صورت یک رشته بیت سری پس از رمزگذاری، به صورت تطبیقی مدوله می شود. سپس رشته داده ورودی از حالت<sup>۱</sup> سری به داده های موازی تبدیل می شود. سمبل های داده مدوله شده بر روی زیرحامل های سمبل های OFDM قرار می گیرند. پس از آن، در بلوک افزودن راهنما، راهنماها به طور یکنواخت در بین زیرحامل های داده قرار می گیرند که مقدار آن داده ها در فرستنده و گیرنده مشخص است. گیرنده، با دریافت داده های راهنما و استفاده از مقادیر اولیه مربوط به آن ها، میزان تضعیف و تغییرات ناشی از تأثیرات کانال را استخراج می کند [۱۵]. سپس عمل معکوس تبدیل فوریه انجام گرفته و داده ها به حوزه زمان منتقل می شوند. در بلوک افزودن مقدمه و فاصله محافظ، مقدمه به ابتدای سمبل برای تشخیص سیگنال و همگام سازی زمان و پد صفر (ZP) به انتهای سمبل برای کاهش اثرات تداخل بین حامل (ICI) و تداخل بین سمبل (ISI) اضافه می شود. در نهایت داده ها پس از عبور از بلوک های تبدیل موازی به سری و مبدل آنالوگ به دیجیتال وارد کانال زیرسطحی چندمسیره و دارای محوشوندگی شده و همچنین نویز کانال نیز به آن اضافه می شود.

در سمت گیرنده نیز بازگردانی عمل های انجام شده در سمت فرستنده صورت می گیرد تا به رشته بیت خروجی دست یابیم. سیگنال دریافتی نمونه برداری شده با نرخ  $T/N$  از طریق رابطه (۷) بیان می شود [۱۶]:

$$y(kT/N) = \sum_{i=1}^P A_i \sum_{n=-N}^{N-1} d_n e^{j\pi(n+fT)(\frac{k}{N}-\frac{\tau_i}{T})} + n(kT/N) \quad (7)$$

که در آن  $f$  فرکانس حامل،  $d_n$ ،  $n$  امین سیگنال مدوله شده با PSK یا QAM و  $N$  طول FFT / IFFT است.

طول کلی مدت زمان بلوک OFDM از رابطه (۸) به دست می آید [۱۶].

$$T_{\text{total}} = T + T_{\text{GI}} \quad (8)$$

که در آن  $T$  مدت زمان سمبل OFDM و  $T_{\text{GI}}$  فاصله زمانی محافظ است.

برای بلوک فاصله محافظ لازم به توضیح است که دو نوع فاصله محافظ وجود دارد: یکی قرار دادن صفرهایی در انتهای سمبل OFDM و دیگری قرار دادن یک پیشوند چرخشی در ابتدای سمبل OFDM. بر این اساس، ارسال سیگنال OFDM دارای دو قالب رایج است: OFDM با پد صفر (ZP-OFDM) و

برای یک فاصله زمانی یک بلوک کوتاه  $T_{bl}$ ، می توان فرض کرد که  $A_p(t)$  و  $\tau_p(t)$  به کندی تغییر می کنند. به همین دلیل می توان فرضیات زیر را اتخاذ کرد.

فرض اول: دامنه در یک بلوک کوتاه ثابت است [۱۴].

$$A_p(t) = A_p \quad (2)$$

فرض دوم: تغییرات تأخیری در یک بلوک را می توان با چند جمله ای مرتبه اول تقریب زد [۱۴].

$$\tau_p(t) \approx \tau_p - a_p t, \quad t \in [0, T_{bl}] \quad (3)$$

که در آن  $\tau_p$  تأخیر اولیه است و  $a_p$  مشتق مرتبه اول  $\tau_p(t)$  است.

پارامتر  $a_p$  اغلب به عنوان عامل مقیاس بندی داپلر (DSF) نامیده می شود. بر اساس فرض اول و دوم، ما یک کانال متغیر با زمان با مقیاس های داپلر مختلف در مسیرهای مختلف به صورت رابطه (۴) داریم [۱۴].

$$h(t; \tau) = \sum_{p=1}^{N_{pa}} A_p \delta(\tau - (\tau_p - a_p t)) \quad (4)$$

رابطه سیگنال باند گذر دریافتی  $\tilde{y}(t)$  با سیگنال باند گذر ارسال شده  $\tilde{x}(t)$  به صورت (۵) خواهد بود [۱۴].

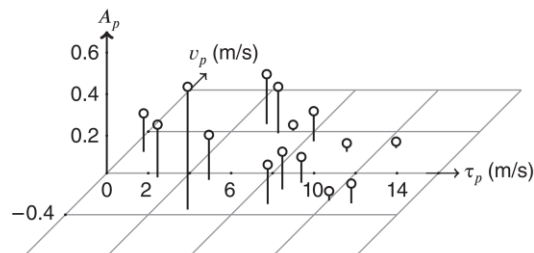
$$\tilde{y}(t) = \sum_{p=1}^{N_{pa}} A_p \tilde{x}((1 + a_p)t - \tau_p) + \tilde{w}(t) \quad (5)$$

که در آن نویز معادل  $\tilde{w}(t)$ ، شامل نویز محیطی و نویز ناشی از عدم تطبیق مدل است [۱۴].

$$\tilde{w}(t) = \tilde{n}(t) + \tilde{x}(t) * \underbrace{h(t; \tau) - \sum_{p=1}^{N_{pa}} A_p \tilde{x}((1 + a_p)t - \tau_p)}_{\text{نویز ناشی از عدم تطبیق مدل}} \quad (6)$$

توجه داشته باشید که یک کانال فیزیکی ممکن است نتواند دقیقاً نشان داده شود، اما می توان آن را از نظر پردازش سیگنال با (۴) تقریب زد.

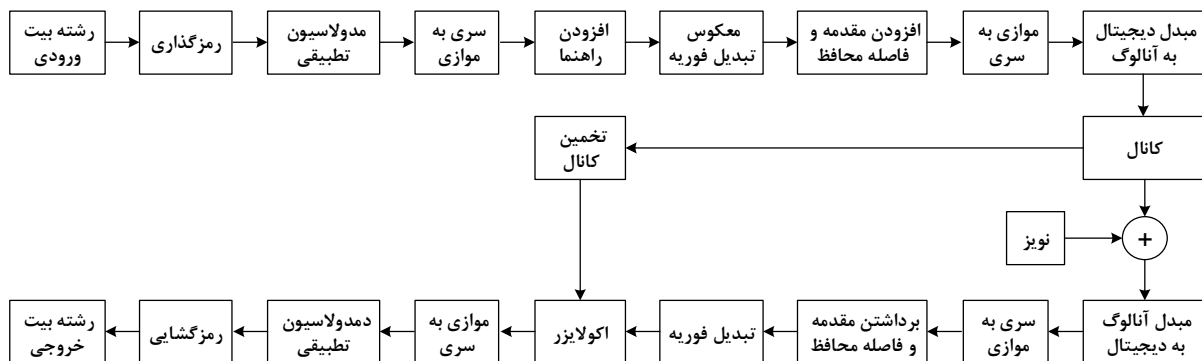
معادلات (۴) و (۵)، معادلات پایه هستند که برای مدل سازی سامانه در این مقاله مورد استفاده قرار می گیرند. شکل (۱) تصویری از مدل کانال را نمایش می دهد.



شکل ۱. تصویرسازی از مدل کانال.  $v_p$  نشان دهنده سرعت داپلر مربوط به  $p$  امین مسیر است [۱۴].

<sup>۱</sup> Mode

بسیار طولانی‌تر از طول  $6/4$  میکروثانیه تعریف شده توسط IEEE 802.11p است. ثانیاً، سرعت انتشار صوتی بسیار آهسته ( $c \approx 1500 \text{ m/s}$ ) و ماهیت چندمسیری کانال‌های صوتی زیرسطحی منجر به گسترش تأخیر بسیار بیشتری می‌شود که حدود ده‌ها یا حتی صدها میلی‌ثانیه است. این بدان معناست که طول فاصله محافظ برای ارتباطات صوتی زیرسطحی OFDM بسیار بیشتر از  $1,6$  میکروثانیه تعریف شده توسط IEEE 802.11p است. علاوه بر این، کانال‌های صوتی زیر سطح آب به سرعت تغییر می‌کنند و ارتباطات صوتی زیرسطحی در مقایسه با ارتباطات روی سطح آب، تغییر داپلر بسیار شدیدتری را تجربه می‌کند، یعنی ضریب آفست فرکانسی نرمالیزه شده  $a = v/c$  در کانال‌های صوتی زیر سطح آب می‌تواند در حدود  $10^{-3}$  باشد که این مقدار برای کانال‌های روی سطح آب  $10^{-7}$  می‌باشد [۱۸]. با توجه به طول سمبل OFDM بسیار طولانی، سمبل‌های OFDM می‌توانند تغییر داپلر و پاسخ ضربه کانال مختلف را تجربه کنند. بنابراین، ترجیح داده می‌شود که هر سمبل OFDM شیفت داپلر و پاسخ ضربه خود را تخمین بزند.



شکل ۲. نمودار بلوکی پایه سامانه OFDM تطبیقی برای ارتباطات صوتی زیر سطح آب

که در آن  $\mathbf{D}(\varepsilon) = \text{diag} \left( \left[ 1, e^{j2\pi\varepsilon/N}, \dots, e^{j2\pi\varepsilon(N-1)/N} \right] \right)$

است. بنابراین انرژی کل زیرحامل‌های تهی را می‌توان با رابطه (۱۰) محاسبه کرد [۱۹].

$$J(\varepsilon) = \|\mathbf{M}\mathbf{F}_N \bar{\mathbf{y}}\|^2 \quad (10)$$

که در آن  $\mathbf{F}_N$  ماتریس تبدیل فوریه گسسته  $N \times N$  و  $\mathbf{M}$  ماتریس نگاشت برای زیرحامل‌های تهی است. سپس CFO به‌صورت زیر تخمین زده می‌شود [۱۹]:

$$\hat{\varepsilon} = \arg \min_{\varepsilon} J(\varepsilon) \quad (11)$$

CFO تخمینی با استفاده از معادله (۹) جبران می‌شود.

OFDM با پیشوند چرخشی (CP-OFDM). در این کار، ما از ZP-OFDM برای طراحی استفاده می‌کنیم. برای کاربردهای زیر آب، فاصله محافظ می‌تواند بسیار طولانی باشد، بنابراین پد صفر نسبت به پیشوند چرخشی در توان انتقال صرفه‌جویی می‌کند و دوره کاری را برای یک گیرنده و فرستنده عملی کاهش می‌دهد. همچنین مشخص می‌شود که استخراج ZP-OFDM ساده‌تر از CP-OFDM است.

#### ۴-۱. استاندارد برای مخابرات صوتی زیرسطحی OFDM

استاندارد IEEE 802.11p PHY اصلاحیه استاندارد IEEE 802.11a است [۱۷] که می‌تواند به‌عنوان یک مرجع ارزشمند برای استانداردسازی OFDM ارتباطات زیر سطح آب عمل کند. با این حال، به‌دلیل ویژگی‌های خاص کانال‌های صوتی زیرسطحی، IEEE 802.11p PHY را نمی‌توان مستقیماً اعمال کرد و تغییرات مربوطه به شرح زیر باید انجام شود. اول، سیگنال صوتی با فرکانس حامل و پهنای باند کم در حدود کیلوهرتز مشخص می‌شود. پهنای باند کم نشان‌دهنده مدت زمان طولانی سمبل OFDM است. به‌عنوان مثال، با پهنای باند ۶ کیلوهرتز و تعداد کل زیرحامل ۱۰۲۴، طول سمبل OFDM، ۱۷۰ میلی‌ثانیه است که

#### ۴-۲. تخمین و جبران داپلر

در این پژوهش از روش باوشنگ لی و همکارانش [۱۹] برای تخمین و جبران آفست فرکانسی حامل (CFO) استفاده می‌شود. زیرحامل‌های تهی که به‌طور یکنواخت روی همه داده‌ها درج شده‌اند و زیرحامل‌های راهنما برای تخمین CFO استفاده می‌شوند.

فرض کنید سیگنال OFDM باند پایه دریافت شده در حوزه زمان برابر با  $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$  است. با تخصیص دادن یک مقدار CFO آزمایشی  $\varepsilon$ ، CFO از طریق رابطه (۹) جبران می‌شود [۱۹].

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{D}^H(\varepsilon)\mathbf{y} \quad (9)$$

## ۳-۴. تخمین کانال

در بلوک تخمین کانال، پاسخ فرکانسی سمبل های OFDM تخمین زده می شود. همان طور که در بخش ۴-۱ ذکر گردید، ترجیح داده می شود که هر سمبل OFDM پاسخ فرکانسی خود را تخمین بزند. در این بخش بر روی تخمینگر از طریق سمبل (SW) تمرکز می شود. برای تخمینگر SW، هر سمبل OFDM، پاسخ فرکانسی کانال خود را تخمین می زند. پاسخ فرکانسی کانال در زیرحامل های راهنما ابتدا با استفاده از تخمینگر برآورد می شود:

$$H(k_p) = Y(k_p) / X(k_p) \quad (12)$$

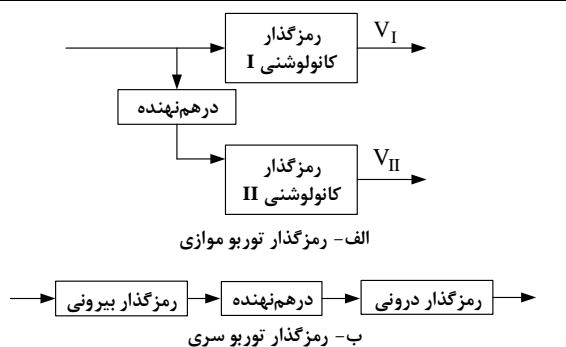
که در آن  $X(k_p)$  سمبل راهنمای ارسال شده در زیرحامل راهنما  $k_p$  و  $Y(k_p)$  سیگنال دریافتی است. سپس پاسخ فرکانسی کانال در زیرحامل های داده را می توان از طریق درون یابی اسپلاین مکعبی تکه ای به دست آورد.

تخمینگر SW همچنین دو تغییر در ساختار بسته به ارمغان می آورد. اول، از راهنماهای بیشتری برای تخمین کانال استفاده می کند که منجر به از دست دادن کارایی طیفی می شود. دوم، از آنجا که هر سمبل OFDM قادر به تخمین پاسخ فرکانسی کانال و تغییر داپلر خود است، دو سمبل آموزشی طولانی در مقدمه ضروری نیست.

## ۵. رمزگذاری با روش رمزگذاری توربو

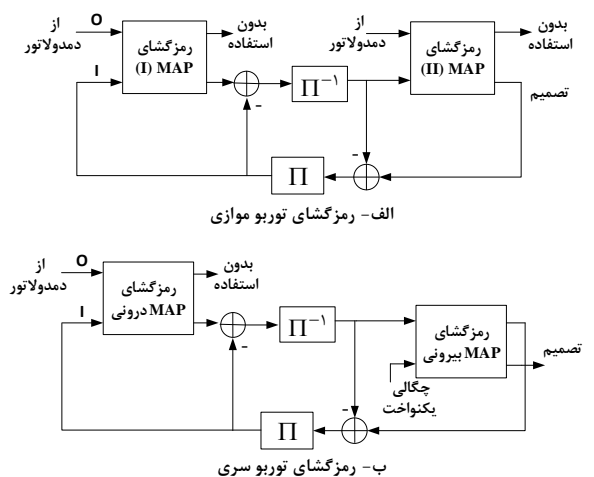
سابقه رمزگذاری کانال و تصحیح خطا به مقاله معروف شانون [۲۰] در سال ۱۹۴۸ برمی گردد. رمزگذاری توربو در سال ۱۹۹۳ [۲۱] و چند سال پس از معرفی برای استفاده در مخابرات بی سیم مورد تحقیق قرار گرفت. پس از آن در سال ۲۰۰۶ برای مخابرات بی سیم و ماهواره های روی سطح آب مورد استفاده قرار گرفت [۲۲]. در سال های اخیر، تحقیقات برای به کارگیری از آن در مخابرات زیر سطح آب در حال انجام است.

در رمزگذاری توربو معمولاً از دو رمزنگار استفاده می شود. این دو رمزنگار از کدهای مختلفی استفاده می کنند که شامل کدهای TCM، کانولوشنی، LDPC و یا هر نوع رمزگذاری دیگری می شود. هر رمزنگار می تواند دارای یک رمزگذاری متمایزی باشد ولی به طور مرسوم برای هر دو آن ها رمزگذاری یکسانی را در نظر می گیرند. در رمزگذاری توربو از درهم نهی بیت به صورتی که در شکل (۳) نشان داده شد، استفاده می شود. درهم نهی باعث جابه جایی بیت ها قبل از ورود به دومین رمزنگار می شود. رمزگذاری توربو در دو حالت موازی و سری در شکل (۳) نشان داده شده است.



شکل ۳. رمزگذار توربو در دو حالت (الف) موازی و (ب) سری

بعد از انجام عمل رمزگذاری و مدوله سازی، سیگنال از کانال عبور داده می شود و در سمت گیرنده با دمدوله سازی و رمزگشایی، سیگنال آشکار می شود. عملکرد اساسی در رمزگشا به وسیله الگوریتم رمزگشایی تصمیم گیری نرم صورت می گیرد. این الگوریتم تخمینی از احتمال پسین هر یک از بیت های ورودی را به دست می آورد. این الگوریتم BCJR نامیده می شود. شکل (۴) عمل رمزگشایی را نشان می دهد. بیت های دریافتی از خروجی کانال بعد از انجام عمل دمدولاسیون وارد رمزگشای اول می شوند. در این رمزگشا احتمال پسین داده ها بر اساس داده های ورودی به دست می آید. به این احتمال، احتمال ذاتی میگویند. خروجی رمزگشای اول بعد از درهم نهی وارد رمزگشای دوم می شود. این مقدار احتمال پیشین برای رمزگشای اول می باشد. همانند رمزگشای اول خروجی رمزگشای دوم به صورت احتمال ذاتی و بعد از حذف درهم نهی به صورت احتمال پیشین برای رمزگشای اول در نظر گرفته می شود. فرایند رد و بدل کردن این داده ها در بین دو رمزگشا با متقارب شدن عمل رمزگشایی یا با به پایان رسیدن تعداد مراحل تکرار به پایان می رسد.



شکل ۴. بلوک رمزگشای توربو در دو حالت موازی (الف) و سری (ب)

در شکل (۴) بلوک رمزگشا در دو حالت سری و موازی نشان داده شد. اختلاف اساسی که بین این دو حالت وجود دارد، این است که رمزگشای سری از اطلاعات خروجی دمدولاسیون استفاده نمی کند و احتمال پیشین یکنواختی را برای تمامی بیت ها در نظر می گیرد.

## ۶. مدولاسیون تطبیقی

پس از طرح سیگنال OFDM، نویز و توان سیگنال دریافتی در حوزه فرکانس در گیرنده تخمین زده می‌شود. توان دریافت شده در زیرحامل‌های تهی برای تخمین واریانس نویز مورد استفاده قرار می‌گیرد که از رابطه (۱۳) محاسبه می‌شود [۲۳].

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{\bar{K}_n} \sum_{m=1}^{\bar{K}_n} |r_f [K_n(m)]|^2 \quad (13)$$

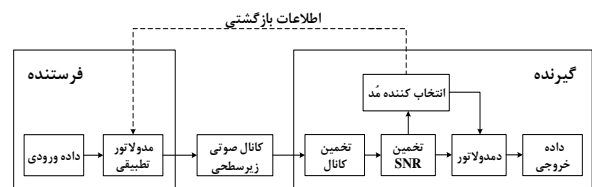
که در آن  $K_n$  مجموعه‌ای شامل اندیس زیرحامل‌های تهی است و  $\bar{K}_n$  تعداد المان‌های  $K_n$  را نشان می‌دهد.  $r_f(m)$  سیگنال دریافتی  $m$  امین زیرحامل در حوزه فرکانس است.

نسبت سیگنال به نویز در حوزه فرکانس را می‌توان این‌گونه تخمین زد [۲۳]:

$$\bar{\gamma} = \frac{\frac{1}{\bar{K}_a} \sum_{m=1}^{\bar{K}_a} |r_f [K_a(m)]|^2}{\frac{1}{\bar{K}_n} \sum_{m=1}^{\bar{K}_n} |r_f [K_n(m)]|^2} \quad (14)$$

$K_a$  مجموعه‌ای شامل زیرحامل‌های داده و راهنما است؛ یعنی  $K_a = K_p \cup K_d$ . نسبت سیگنال به نویز تخمین‌زده برای انتخاب حالت مدولاسیون به صورت تطبیقی استفاده می‌شود. حالت مدولاسیون انتخاب‌شده به فرستنده بازخورد داده می‌شود تا فریم داده بعدی را با توجه به مدولاسیون انتخاب شده، نگاشت کند.

طرح پیشنهادی مدولاسیون تطبیقی در شکل (۵) نشان می‌دهد که در گیرنده تخمین کانال و تخمین نسبت سیگنال به نویز انجام می‌شود. سپس بلوک انتخاب حالت با توجه به نسبت سیگنال به نویز تخمینی، حالت مدولاسیون مناسب را برای فریم داده بعدی انتخاب می‌کند. حالت مدولاسیون انتخاب‌شده برای ارسال فریم داده بعدی به فرستنده داده می‌شود. بلوک مدولاسیون تطبیقی در فرستنده شامل مدولاتورهای مختلفی می‌شود که حالت‌های مدولاسیون مختلفی را تهیه می‌کنند و فریم داده بعدی را با توجه به حالت انتخابی تنظیم می‌کنند. بلوک دمدولاتور، سیگنال ورودی را با توجه به حالت انتخابی مدولاسیون، دمدوله می‌کند.



شکل ۵. نمودار بلوکی طرح انطباقی مدولاسیون

در این مقاله، تطبیق فریم به فریم انجام می‌شود. نتایج طرح مدولاسیون ثابت برای سامانه‌های ارتباطی صوتی زیر آب مشاهده و آنالیز شدند. شبیه‌سازی‌های گسترده‌ای از مدولاسیون ثابت با طرح‌های مختلف مدولاسیون، برای انتخاب نرخ خطای بیت هدف استفاده شد و نسبت سیگنال به نویز تخمین‌زده شده به عنوان پارامتر تغییر حالت استفاده می‌شود [۲۳، ۲۴]. آستانه تعویض برای سامانه مدولاسیون تطبیقی، کمتر نگره‌داشتن نرخ خطای بیت کلی از نرخ خطای بیت هدف است. در حقیقت بالاترین درجه مدولاسیون تحت یک نرخ خطای بیت و نسبت سیگنال به نویز خاص تعیین می‌شود. بنابراین، بهترین انتخاب بین نرخ داده و نرخ خطای بیت کلی با سامانه تطبیقی پیشنهاد شده به دست می‌آید. آستانه تعویض به دست آمده برای طرح مدولاسیون تطبیقی در جدول (۱) ارائه شده است.

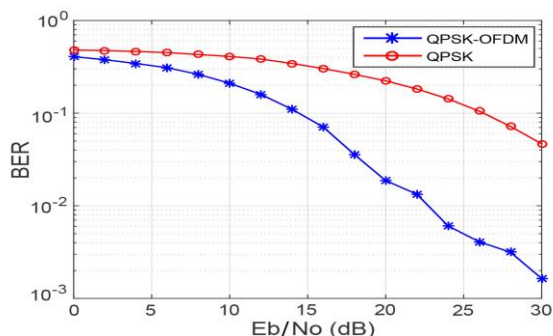
جدول ۱. آستانه تعویض برای طرح مدولاسیون تطبیقی پیشنهادی

مد	مدولاسیون	آستانه تعویض
۱	QPSK	SNR < ۱۹/۵ dB
۲	۱۶QAM	۱۹/۵ dB ≤ SNR ≤ ۲۲/۸ dB
۳	۶۴QAM	SNR > ۲۲/۸ dB

## ۷. نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، عملکرد سامانه مدولاسیون تطبیقی OFDM براساس طرح‌های QPSK، ۱۶QAM و ۶۴QAM با توجه به نرخ خطای بیت و نرخ داده مورد بررسی قرار می‌گیرد. به منظور اعتبار بخشیدن به مدل کانال صوتی زیرسطحی در این کار، از شبیه‌ساز کانال صوتی زیرسطحی چاوز و همکارانش [۲۵] استفاده می‌شود و انتقال OFDM از طریق این کانال صوتی زیرسطحی انجام می‌شود. در این شبیه‌ساز، سیگنال از طریق کانال‌های صوتی زیرسطحی با ضرایب یکنواخت DSF و  $L \in \{3, 7\}$  منتقل می‌شود، که این کانال‌ها با تأخیرهای نمایی با میانگین  $\Delta_m = 1 \text{ ms}$  تولید می‌شوند. همچنین بهره این کانال‌ها به صورت رایلی با واریانس معین شده با تضعیف  $\Delta P = 20 \text{ dB}$  در طول زمان  $T_p = 24.6 \text{ ms}$  توزیع شده است. علاوه بر این، نرخ نمونه‌برداری مورد استفاده برای شبیه‌سازی کانال‌ها  $T_s = 0.25 \mu\text{s}$  بوده است. پاسخ ضربه کانال صوتی زیر سطح آب شبیه‌سازی شده در شکل (۶) نشان داده شد. در کانال شبیه‌سازی شده، فرض بر این است که کانال صوتی زیر سطح آب دارای ۵ مسیر مختلف است.

برای نشان دادن کارآمدی روش OFDM نسبت به مدولاسیون‌های معمولی، در شکل (۸) میزان نرخ خطای بیت سامانه ارتباطی زیرسطحی در هنگام استفاده از سامانه QPSK و QPSK-OFDM را با هم مقایسه شد. همان‌طور که قابل مشاهده است، با استفاده از روش OFDM می‌توان به نرخ خطای بیت پایین‌تری برای مخابره اطلاعات در زیر سطح آب دست یافت.

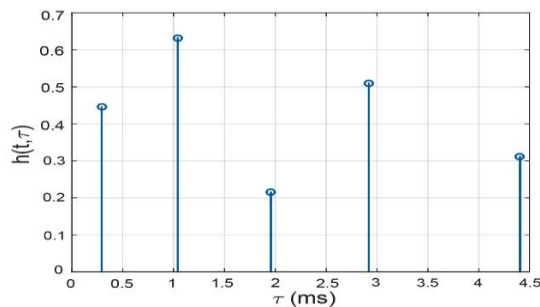


شکل ۸. کارآمدی روش OFDM نسبت به مدولاسیون‌های معمولی

بار دیگر می‌خواهیم عملکرد سامانه در هنگام استفاده و عدم استفاده از رمزگذاری با روش رمزگذاری توریو سنجیده شود. برای این کار مجدداً نمودار نرخ خطای بیت بر حسب نسبت سیگنال به نویز برای مدولاسیون OFDM با حالت مدولاسیون QPSK در شکل (۹) رسم می‌شود. مطابق انتظار، بهبود عملکرد انتقال صحیح اطلاعات از فرستنده به گیرنده هنگام استفاده از رمزگذاری پیشنهادی کاملاً مشهود است.

در انتهای این مقاله، مدولاسیون تطبیقی بررسی می‌شود. در این کار، مدولاسیون تطبیقی با توجه به تخمین نسبت سیگنال به نویز اجرا می‌شود. بنابراین، نسبت سیگنال به نویز باید تا حد امکان نزدیک به نسبت سیگنال به نویز واقعی تخمین زده شود. نرخ خطای بیت هدف برای اجرای مدولاسیون تطبیقی  $10^{-3}$  انتخاب می‌شود. شکل (۱۰) عملکرد نرخ خطای بیت برای مدولاسیون تطبیقی پیشنهادی را نشان می‌دهد.

همچنین می‌توان مشاهده کرد که نرخ بیت خطای بیت مدولاسیون تطبیقی نسبت به نرخ خطای بیت طرح‌های مدولاسیون ثابت QPSK و M-QAM بهتر است. نرخ داده مدولاسیون ثابت برای هر ارسال، ثابت است. در این شبیه‌سازی نرخ ارسال داده QPSK، 16QAM و 64QAM به ترتیب ۰.۸۴ kbps، ۱.۴۸ kbps و ۵.۹۵ kbps است. همچنین، تغییرات نرخ داده مدولاسیون تطبیقی در هر ارسال بستگی به نرخ سیگنال به نویز تخمین زده شده دارد. می‌توان گفت که هیچ سامانه ثابتی از OFDM نمی‌تواند عملکرد نرخ خطای بیت اندکی داشته باشد و در عین حال به‌طور هم‌زمان نرخ داده بهتری را ارائه می‌دهد. اما سامانه تطبیقی پیشنهادی می‌تواند نرخ داده بالاتر در نرخ خطای بیت هدف را در مقایسه با مدولاسیون ثابت را تضمین



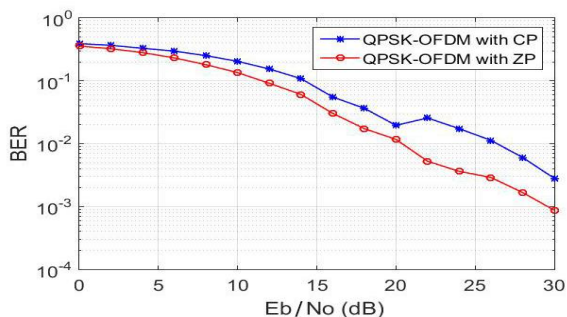
شکل ۶. پاسخ ضربه کانال صوتی زیر سطح آب

در شبیه‌سازی سامانه فرستنده و گیرنده، سامانه OFDM صوتی زیر سطح آب دارای ۱۰۲۴ زیرحامل در هر فریم در نظر گرفته شد. سایر پارامترهای به کار رفته در شبیه‌سازی در جدول (۲) قابل مشاهده است.

جدول ۲. پارامترهای استفاده‌شده در شبیه‌سازی

پارامتر	مقدار تخصیص داده شده
طول IFFT	۱۰۲۴
پهنای باند سیگنال	۶ kHz
تعداد زیرحامل‌های OFDM	۱۰۲۴
تعداد زیرحامل‌های فعال	۷۶۸
تعداد زیرحامل‌های تهی	۹۲
تعداد زیرحامل‌های راهنما	۱۶۴
فاصله بین حامل	۵/۸۶ Hz
مدت زمان سمبل OFDM	۱۷۰/۷ ms
مدت زمان فاصله محافظ	۴۲/۶۷ ms

ابتدا در شکل (۷) به بررسی میزان اختلاف نرخ خطای بیت هنگام استفاده از CP و ZP به‌عنوان فاصله محافظ پرداخته می‌شود. همان‌طور که مشاهده شد، در مدولاسیون یکسان، هنگام استفاده از ZP به‌عنوان فاصله محافظ، شاهد BER کمتری نسبت به حالت استفاده از CP هستیم. لازم به ذکر است که  $E_b/N_0$  در محور افقی شکل‌ها بیانگر نسبت سیگنال به نویز نرمال شده یا سیگنال به نویز در هر بیت است.



شکل ۷. تفاوت نرخ خطای بیت سامانه هنگام استفاده از CP و ZP به‌عنوان فاصله محافظ

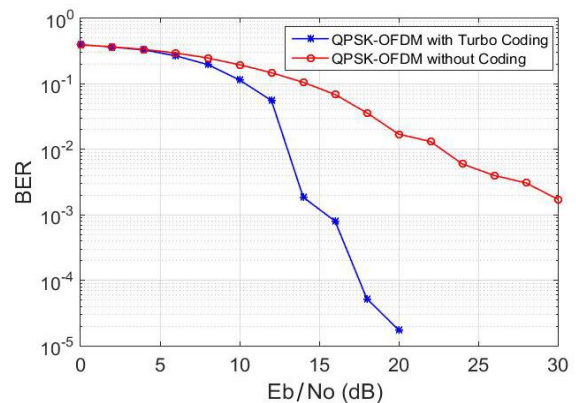


مخابرات زیرسطحی بررسی شد و یک طرح مدولاسیون تطبیقی پیشنهاد شد که بر نسبت سیگنال به نویز تخمین زده شده در فریم قبلی تکیه می‌کند تا تخصیص تطبیقی حالت مدولاسیون برای ارسال فریم بعدی را انتخاب کند. در سامانه پیشنهادی، مدولاسیون ثابت با طرح‌های مدولاسیون مختلف در سامانه OFDM مورد بررسی قرار گرفت تا نرخ بیت خطای هدف برای اجرای مدولاسیون تطبیقی انتخاب شود و نرخ داده بالاتر با استفاده از مدولاسیون تطبیقی در نرخ خطای بیت هدف به دست آمد. با بهره‌گیری از طرح پیشنهادی، احتمال خطا کاهش داده شد و به یک نرخ خطای بیت مورد قبولی دست یافته شد. لازم به یادآوری است که در این پژوهش برای رسیدن به BER پایین، از رمزگذاری توربو نیز برای رمزگذاری کانال بهره جستیم و از تخمین‌های مناسب برای تخمین کانال و جبران داپلر استفاده شد.

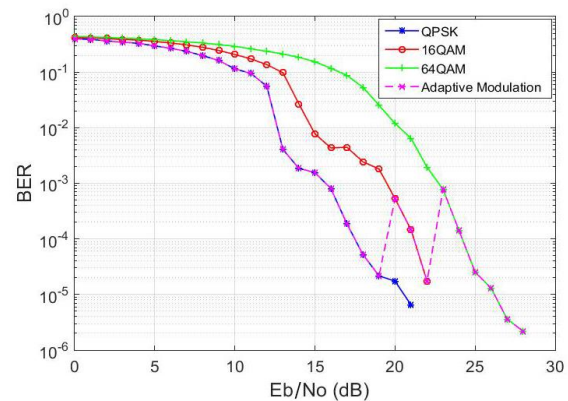
## ۹. مراجع

- [1] Fang, T.; Liu, S.; Ma, L.; Zhang, L.; Khan, I. U. "Subcarrier Modulation Identification of Underwater Acoustic OFDM Based on Block Expectation Maximization And Likelihood"; Appl. Acoust. 2021, 173, 107654-107661.
- [2] Kilfoyle, D. B.; Baggeroer, A. B. "The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry"; IEEE J. Ocean. Eng. 2000, 25(1), 4-27.
- [3] Baggeroer, A. B.; Koelsch, D. E.; Von Der Heydt, K.; Catipovic, J. "DATS - A Digital Acoustic Telemetry System for Underwater Communications"; IEEE Oceans 81, 1981, 55-60.
- [4] Mackelburg, G.; Watson, S.; Gordon, A. "Benthic 4800 BITS/S Acoustic Telemetry"; IEEE Oceans 1981, 81, 72-72.
- [5] Stojanovic, M.; Catipovic, J. A.; Proakis, J. G. "Phase-Coherent Digital Communications for Underwater Acoustic Channels"; IEEE J. Ocean. Eng. 1994, 19, 100-111.
- [6] Stojanovic, M. "OFDM for Underwater Acoustic Communications: Adaptive Synchronization and Sparse Channel Estimation"; IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008, 5288-5291.
- [7] Ribas Oliva, J. "Underwater Wireless Video Transmission using Acoustic OFDM"; Graduation Thesis, 2009.
- [8] Shen, W.; Sun, H.; Cheng, E.; Zhang, Y. "Performance Analysis of DFT-Spread Based OFDM Transmission System Over Underwater Acoustic Channels"; J. Conver. Inf. Technol. 2011, 6, 79-86.
- [9] Gomathi, R.; Manickam, J. M. L. "PAPR Reduction Technique Using Combined DCT and LDPC Based OFDM System for Underwater Acoustic Communication"; J. Eng. Appl. Sci. 2016, 11, 4424-4430.
- [10] Radosevic, A.; Ahmed, R.; Duman, T. M.; Proakis, J. G.; Stojanovic, M. "Adaptive OFDM Modulation for Underwater Acoustic Communications: Design Considerations and Experimental Results"; IEEE J. Ocean. Eng. 2013, 39, 357-370.
- [11] Zhou, Y.; Tong, F. "Research and Development of a Highly Reconfigurable OFDM MODEM For Shallow Water Acoustic Communication"; IEEE Access. 2019, 7, 123569-123582.

کند. برای بررسی دقیق‌تر عملکرد سامانه معرفی شده، جدول (۳) به مقایسه سامانه پیشنهادی با سایر سامانه‌های ارائه شده در پژوهش‌های پیشین می‌پردازد.



شکل ۹. بررسی تأثیر رمزگذاری پیشنهادی در انتقال صحیح داده



شکل ۱۰. عملکرد نرخ خطای بیت برای مدولاسیون تطبیقی پیشنهادی

جدول ۳. مقایسه سامانه پیشنهادی با سامانه‌های ارائه شده در

پژوهش‌های پیشین

پارامتر	سامانه پیشنهادی	سامانه OFDM متعارف (ثابت)	مدولاسیون‌های معمولی
استفاده از فاصله محافظ	بله، نوع ZP	بله، CP یا ZP	خیر
مدولاسیون چندحاملی	بله	بله	خیر
نوع مدولاسیون	OFDM تطبیقی	OFDM	M-QAM M-PSK
رمزگذاری	رمزگذاری توربو	فاقد رمزگذاری مناسب	فاقد رمزگذاری مناسب
بهبود عملکرد	۱۶٪ بهبود عملکرد سامانه پیشنهادی نسبت به سامانه OFDM متعارف و ۷۳٪ بهبود نسبت به مدولاسیون‌های معمولی		

## ۸. نتیجه‌گیری

همان‌طور که در ابتدا اشاره شد، وجود چندمسیرگی، تداخل داپلر و پهنای باند محدود در کانال‌های صوتی زیر آب، کاربرد OFDM را برای این کانال‌ها در مقایسه با استفاده آن در کانال‌های رادیویی بسیار سخت‌تر می‌کند. در این مقاله روش OFDM را برای

- [19] Li, B.; Zhou, S.; Stojanovic, M.; Freitag, L.; Willett, P. "Multicarrier Communication over Underwater Acoustic Channels with Nonuniform Doppler Shifts"; IEEE. J. Ocean. Eng. 2008, 33, 198-209.
- [20] Shannon, C. E. "A Mathematical Theory of Communication"; AT&T Tech. J. 1948, 27, 379-423.
- [21] Berrou, C.; Glavieux, A.; Thitimajshima, P. "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes. 1"; IEEE Int. Conf. Commun. 1993, 2, 1064-1070.
- [22] De Gaudenzi, R.; Fabregas, A. G.; Martinez, A. "Performance Analysis of Turbo-Coded APSK Modulations over Nonlinear Satellite Channels"; IEEE Trans. Wirel. Commun. 2006, 5, 2396-2407.
- [23] Wan, L.; Zhou, H.; Xu, X.; Huang, Y.; Zhou, S.; Shi, Z.; Cui, J. H. "Adaptive Modulation and Coding for Underwater Acoustic OFDM"; IEEE J. Ocean. Eng. 2014, 40, 327-336.
- [24] Faezah, J.; Sabira, K. "Adaptive Modulation for OFDM Systems"; Int. J. Commun. Netw. Inf. Secur. 2009, 1, 1-8.
- [25] Chaves, R. S.; Martins, W. A.; Diniz, P. S. "Modeling and Simulation of Underwater Acoustic Communication Systems"; XXXV Brazilian Communications and Signal Processing Symposium, 2017, 607-611.
- [12] Yang, Y.; Li, Y. "Research and Implementation of Turbo Coding Technology in High-Speed Underwater Acoustic OFDM Communication"; J. Robot. 2022, 2022.
- [13] Wan, L.; Zhu, J.; Cheng, E.; Xu, Z. "Joint CFO, Gridless Channel Estimation and Data Detection for Underwater Acoustic OFDM Systems"; IEEE J. Ocean. Eng. 2022, 1-16.
- [14] Zhou, S.; Wang, Z. "OFDM for Underwater Acoustic Communications"; John Wiley & Sons, 2014.
- [15] Danaee, M. M.; Nadri, H. "Channel Estimation in HF Encryptor Modem Based on OFDM"; Passive Defence Sci. & Technol. 2011, 2, 307-314 (In Persian).
- [16] Shi, X. L.; Yang, Y. X.; Yang, L. "An OFDM System for Long-Range Underwater Acoustic Communications"; Appl. Mech. Mater. 2013, 321, 1274-1277.
- [17] "IEEE 802.11a-1999 - IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the 5GHz Band"; Available on [https://standards.ieee.org/standard/802\\_11a-1999.html](https://standards.ieee.org/standard/802_11a-1999.html).
- [18] Stojanovic, M.; Preisig, J. "Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization"; IEEE Commun. Mag. 2009, 47, 84-89.