

طراحی پیش کدر برای بهبود عملکرد مدولاسیون OQAM DCO- FBMC چندکاربره در سیستم مخابرات نور مرئی زیر آب

مصطفی مجاهد^۱ سعید قاسم زاده^۲ حمزه بیرانوند^۳

۱- کارشناسی ارشد - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی امیرکبیر - تهران - ایران

mostafa.mojahed@aut.ac.ir

۲- دانشجوی کارشناسی ارشد - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی امیرکبیر - تهران - ایران

saeedqasemzadeh@aut.ac.ir

۳- استادیار - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی امیرکبیر - تهران - ایران

hamzehbeyranvand@aut.ac.ir

چکیده: عملکرد کانال مخابرات نور مرئی زیر آب^۱ (UVLC) به دلیل وجود سه عامل نامطلوب جذب، پراکندگی و محوشدگی ناشی از اغتشاش به شدت کاهش می‌یابد. در این مقاله، عملکرد سیستم مخابراتی UVLC چندورودی-تکخروجی^۲ (MISO) با تکنیک مدولاسیون بایاس-جریان مستقیم چندحاملی بانک فیلتر^۳ (DCO-FBMC) همراه با مدولاسیون زیر حامل افست دامنه متعامد^۴ (OQAM) بررسی شده است. مدولاسیون OQAM DCO-FBMC بدلیل نداشتن پیشوند چرخشی^۵ دارای بهره‌وری طیفی بیشتری در مقایسه با تکنیک مدولاسیون DCO-OFDM^۶ است؛ اما به دلیل وجود تداخل ذاتی میان سمبل‌های مجاور^۷ (ISI) و حامل‌های مجاور^۸ (ICI)، عملکرد نرخ خطای بیت^۹ (BER) آن تحت تاثیر شرایط نامطلوب کانال UVLC به خصوص محوشدگی ناشی از اغتشاش در نرخ‌های بالا خراب می‌شود. در این مقاله برای مقابله با عوامل نامطلوب کانال زیر آب و همچنین کمینه کردن تداخل ذاتی مدولاسیون OQAM DCO-FBMC، استفاده از پیش‌کدرهای چندضربیتی در بخش فرستنده پیشنهاد می‌شود؛ برای این منظور، عملکرد یک سیستم فروسو برای انتقال داده از یک ایستگاه پایه با چندگانگی فضایی MISO به چندین کاربر متحرک در کانال ULVC بررسی شده است. طراحی ضرایب پیش‌کدر نیز با توجه به اطلاعات حالت کانال^{۱۰} (CSI)، با روش کمینه کردن میانگین مربع خطا^{۱۱} (MMSE) انجام شده و نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی علاوه بر کاهش اثرات جذب و پراکندگی، قادر به بهبود قابل توجه نرخ خطای بیت در کانال‌های با محوشدگی ناشی از اغتشاش ضعیف خواهد شد.

واژه‌های کلیدی: مخابرات نور مرئی زیر آب، پیشوند چرخشی، پیش‌کدر، نرخ خطای بیت

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.20.3.47

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۰۷/۰۷

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۱/۰۱/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۶/۱۹

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر حمزه بیرانوند

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - خیابان حافظ - پلاک ۴۲۴ - دانشگاه صنعتی امیرکبیر - دانشکده‌ی برق

۱- مقدمه

امروزه با وجود رشد گسترده‌ی مخابرات بی‌سیم و حل بسیاری از چالش‌ها برای افزایش سرعت و پهنای باند انتقال، ارسال داده در کانال زیر آب با وجود پیشینه‌ی آن دارای محدودیت‌های گسترده‌ای می‌باشد. یکی از روش‌های مرسوم مخابرات زیر آب، استفاده از امواج صوتی است. این امواج در گذشته به دلیل فراهم آوردن امکان ارسال داده در فواصل بالا (حدود چند کیلومتر)، مورد توجه انواع کاربردها بودند؛ اما این امواج دارای مشکلاتی از قبیل محدودیت پهنای باند (حدود چند کیلوهرتز)، سرعت انتشار پایین امواج صوتی و در نتیجه تاخیر زیاد سیستم مخابراتی می‌باشند. استفاده از امواج رادیویی یکی دیگر از روش‌های ارسال داده در زیر آب است؛ اما از آنجایی که امواج رادیویی توسط آب دریا به شدت تضعیف می‌شوند، نسبت به امواج صوتی برای مخابراتی داده در زیر آب کمتر استفاده می‌شوند. بنابراین استفاده از امواج صوتی و رادیویی برای مخابراتی سریع، با پهنای باند بالا، سازگار با محیط زیست و متناسب با کاربردهای امروزی، غیرممکن می‌باشد.

در سال‌های اخیر مخابرات بی‌سیم نوری به دلیل داشتن باند بدون مجوز و نرخ داده‌ی بالا بسیار مورد توجه قرار گرفته‌است. پیشرفت‌های اخیر در تکنولوژی دیودهای نوری (LEDs) و دیودهای لیزری (LDs)، امکان استفاده از سیستم UVLC با سرعت بالا، تاخیر انتشار بسیار کمتر و مصرف توان کم‌تر را فراهم آورده‌است [۱]-[۳]. به دلیل تاثیر سه عامل نامطلوب جذب، پراکندگی و محوشدگی ناشی از اغتشاش بر روی سیگنال نوری در محیط زیر آب، کاربرد UVLC تنها به ارتباطات برد کوتاه (حدود چند ده متر) محدود می‌شود [۴] و [۵]؛ جذب باعث از دست رفتن انرژی و پراکندگی باعث تغییر مسیر پرتوی نوری می‌شود [۶]. برخلاف امواج صوتی که انعکاس چندگانه سبب محوشدگی بر روی سیگنال‌های صوتی می‌شود، در سیستم‌های نوری زیر آب اغتشاش نوری عامل اصلی محوشدگی سیگنال نوری است، که به آن محوشدگی ناشی از اغتشاش گفته می‌شود. این اغتشاشات نوری به دلیل تغییرات تصادفی ضریب شکست ناشی از نوسان در دما و شوری آب رخ می‌دهند [۱]. در مخابرات نوری زیر آب غلبه بر این عوامل نامطلوب از مهمترین چالش‌ها برای افزایش برد انتقال و پایداری ارتباطات می‌باشد.

فعالیت‌های تحقیقاتی در زمینه مخابرات نوری زیر آب در سال‌های اخیر به دو دسته‌ی کلی تقسیم می‌شود: (۱) تلاش برای ارائه‌ی مدلی مناسب از پاسخ ضربه کانال بر اساس روش عددی مونت-کارلو، با در نظر گرفتن عوامل نامطلوب جذب و پراکندگی و بدون اعمال محوشدگی ناشی از اغتشاش می‌باشد [۲]، [۶]-[۸]. در بیشتر این مطالعات تمرکز بر روی مدل کردن اثر جذب و پراکندگی و همچنین تلاش برای ارائه‌ی مدلی مناسب با مشخصات تئوری و آزمایشی اغتشاش نوری زیر آب می‌باشد [۹]. اخیراً نیز مطالعاتی در زمینه مدل کردن اثر محوشدگی با ضرب پاسخ ضربه بدون محوشدگی با یک

ضریب محوشدگی مدل شده با یک متغیر تصادفی لاگ-نرمال، برای آب‌های اقیانوسی با سطح تلاطمات ضعیف انجام شده است [۱]، [۱۰] و [۱۱]. (۲) تمرکز بر کاهش عوامل نامطلوب کانال و همچنین بالا بردن برد ارتباطات با طراحی تکنیک‌های مدولاسیون هوشمند و کارآمد در فرستنده-گیرنده؛ از قبیل تکنیک‌های مدولاسیون چندحاملی، طراحی مناسب پیش‌کدکننده در فرستنده و همسان‌ساز در گیرنده [۱۱]-[۱۵] و همچنین افزایش عملکرد سیستم با رویکردهایی همانند انتقال مبتنی بر رله‌گذاری [۱۶] و انتقال چندورودی-چندخروجی^{۱۲} (MIMO) است [۱] و [۱۰].

تکنیک‌های مدولاسیون چندحاملی از قبیل مدولاسیون OFDM قابلیت تبدیل یک کانال انتخاب‌گر فرکانسی به یک کانال با محوشدگی مسطح را فقط با یک همسان‌ساز ساده دارند. یکی از امتیازات اصلی رویکرد چندحاملی برای ارتباطات پهن‌بند، مقاومت آن‌ها در مقابل کانال‌های با انتشار چندمسیره (همانند کانال نوری زیرآب) به دلیل تقسیم تمام طیف کانال به زیرباندهای خیلی باریک‌تر، بدون انتخابگر فرکانسی و تنها با محوشدگی مسطح است. با تکنیک OFDM همراه با پیشوند چرخشی، در صورتی که پیشوند چرخشی حداقل به اندازه‌ی تاخیر انتشار کانال باشد، می‌توان ISI و ICI را با هزینه‌ی کاهش بهره‌وری طیفی یا تکرار پیشوند چرخشی به‌طور کامل حذف نمود [۱۷]. امروزه تکنیک مدولاسیون OFDM در مخابرات نوری داخل اتاق [۱۸]-[۲۰] و مخابرات نوری زیر آب [۱۰]، [۱۲]، [۱۳] و [۱۵] مورد توجه زیادی قرار گرفته‌است. اگرچه تکنیک مدولاسیون OFDM در یک کانال با باند محدود نسبت به دیگر تکنیک‌های مدولاسیون تک‌حاملی برتری دارد؛ اما تحت تاثیر محوشدگی ناشی از اغتشاش کانال UVLC قرار می‌گیرد. برای غلبه بر اغتشاش اقیانوسی رویکردهای مختلفی از قبیل رله‌گذاری [۱۶] و چندگانگی فضایی [۱] مطالعه شده‌است که در میان آن‌ها چندگانگی فضایی یا رویکرد MIMO برای مدولاسیون‌های چندحاملی OFDM بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌است [۱۰].

تکنیک مدولاسیون FBMC رقیب سرسخت مدولاسیون OFDM در مخابرات بی‌سیم است [۲۱]-[۲۳]. مزیت‌های اصلی تکنیک FBMC در مقابل OFDM شامل بهره‌وری طیفی بیشتر به دلیل حذف پیشوند چرخشی و قابلیت ارتباط آسنکرون به گونه‌ای که هر زیرکانال می‌تواند مستقل از زیرکانال‌های دیگر و بدون نیاز به همزمان‌سازی با آن‌ها، داده را ارسال و دریافت نماید [۲۳]؛ در صورتی که در OFDM همه‌ی کاربران باید با یک‌دیگر همزمان باشند. تکنیک مدولاسیون OQAM هم دارای تعامد زیرکانال‌ها در سناریوهای با انتشار ایده‌ال می‌باشند. برخلاف OFDM که از فیلترهای شکل‌دهنده‌ی پالس مستطیلی استفاده می‌کند، مدولاسیون FBMC برای کاهش انتشار خارج باند^{۱۳} (OOB) از فیلترهای نمونه با پاسخ ضربه قابل طراحی استفاده می‌کند [۲۱] و [۲۵].

دید^{۱۴} (FOV) و بدون در نظر گرفتن اثر محوشدگی^{۱۵} (FFIR)، در [۷] به شکل رابطه‌ی (۱) تعریف شده‌است.

$$h(t) = C_1 \frac{\Delta t^\alpha}{(\Delta t + C_2)^\beta} \times e^{-av(\Delta t + t_0)} \quad (1)$$

در این رابطه $C_1 > 0$ ، $C_2 > 0$ ، $\alpha > -1$ و $\beta > 0$ توسط روش مونت کارلو محاسبه می‌شوند و v نیز برابر با مقدار سرعت نور است. این مدل کانال با نام ترکیب تابع توان اختیاری و نمایی^{۱۶} (CEAPF) برای زاویه‌ی دید کمتر از ۴۰ درجه و تاخیر انتشار کانال کمتر از ۵ نانوثانیه در انواع آب‌های ساحلی و بندرگاه‌ها صادق است، که در این مطالعه برای مدل FFIR کانال از آن استفاده شده‌است.

برای اعمال اثر محوشدگی بر کانال UVLC، باید ضریب محوشدگی \tilde{h}^2 ، در پاسخ ضربه‌ی $h(t)$ ضرب شود [۱] و [۶]. در [۶] تابع چگالی احتمال \tilde{h} برای مقادیر مختلف اغتشاش‌های اقیانوسی بررسی شده‌است. به دلیل کاربرد دیافراگم‌های با قطر بزرگ‌تر در گیرنده‌های نوری زیر آب، در اکثر مواقع اغتشاشات اقیانوسی در سطح پایین قرار دارند و می‌توان از مدل لاگ-نرمال برای مدل‌سازی تابع چگالی احتمال \tilde{h} استفاده کرد. به کمک مقدار شدت اغتشاش می‌توان ضریب درخشش $I = I_0 \tilde{h}$ را به صورت زیر تعریف کرد:

$$\sigma_I^2 = \frac{E[I^2] - E[I]^2}{E^2[I]} = \frac{E[\tilde{h}^2] - E[\tilde{h}]^2}{E^2[\tilde{h}]} \quad (2)$$

به طوری که I_0 شدت بدون محوشدگی و $E[x]$ امید ریاضی متغیر تصادفی x است. در حالت کلی، ضریب درخشش به عنوان شاخصی برای تفکیک سطوح مختلف اغتشاش در نظر گرفته می‌شود؛ برای مثال زمانی که میزان درخشش کمتر از مقدار واحد ($\sigma_I^2 < 1$) باشد شدت اغتشاش کانال نوری در سطح ضعیف در نظر گرفته می‌شود. در این حالت برای توصیف نوسان‌های اغتشاش کانال نوری از توزیع لاگ-نرمال استفاده می‌شود.

$$f_{\tilde{h}}(\tilde{h}) = \frac{1}{\tilde{h}\sqrt{2\pi\sigma_X^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(\tilde{h}) - u_X)^2}{2\sigma_X^2}\right) \quad (3)$$

که در آن $X = \ln(\tilde{h})$ نشان‌گر دامنه‌ی محوشوندگی در مختصات لگاریتمی، با توزیع گوسی $N(u_X, \sigma_X^2)$ می‌باشد. برای اطمینان از عدم تاثیرگذاری محوشدگی بر روی میانگین توان ارسالی، باید دامنه محوشدگی نرمالایزه شود؛ به عبارتی $E[\tilde{h}^2] = 1$ و در نتیجه $u_X = -\sigma_X^2$ می‌شود؛ بنابراین توزیع لاگ-نرمال به تابعی تک پارامتری از σ_X^2 تبدیل می‌شود که خود تابعی از ضریب درخشش است [۹].

$$\sigma_X^2 = \frac{\ln(1 + \sigma_I^2)}{4} \quad (4)$$

برای شبیه سازی کانال نوری زیر آب پارامتر σ_I^2 شدت محوشدگی را نمایش می‌دهد و برای ایجاد کانال با محوشدگی متفاوت با هدف ارزیابی عملکرد تکنیک مدولاسیون کاربرد دارد [۱۰].

به دلیل تداخل ذاتی زمان-فرکانسی تکنیک مدولاسیون OQAM-FBMC، برای سناریوهای انتشار واقعی یا در حالتی که کانال دارای پاسخ ضربه غیر ایده‌آل است، سمبل‌های دریافت‌شده در گیرنده دچار تداخل در سمبل‌ها و حامل‌های مجاور اعمال شده از کانال می‌شوند [۲۵]. با این حال، در این مقاله نشان داده می‌شود با بهره‌مندی از تکنیک FBMC در کانال UVLC، با داشتن اطلاعات حالت کانال همراه با کاربرد پیش‌کدر در فرستنده، قادر به کاهش تداخل ذاتی تکنیک FBMC و همچنین اثرات نامطلوب کانال خواهیم بود.

در این مقاله یک رویکرد چندرودی-تک‌خروجی و چندکاربری با تکنیک مدولاسیون OQAM-FBMC برای کانال UVLC ارائه خواهد شد که در آن با داشتن پاسخ ضربه کانال، برای کاهش اثرات نامطلوب کانال، از پیش‌کدر در بخش فرستنده استفاده شده‌است. طراحی ضرایب پیش‌کدر نیز با توجه به پاسخ ضربه کانال، با رویکرد MMSE انجام خواهد شد.

در ادامه این مقاله شامل بخش‌های زیر است. در بخش دوم، پارامترهای کانال و مدل سیستم OQAM DCO-FBMC ارائه شده و در بخش سوم، استخراج ضرایب پیش‌کدر با استفاده از روش MMSE بررسی می‌شود. در بخش چهارم، نتایج عددی مشخصات کانال و عملکرد BER مدولاسیون OQAM DCO-FBMC در نرخ بیت‌های مختلف ارائه شده و جمع‌بندی حاصل از این مطالعه نیز در بخش پنجم بیان می‌شود.

۲- مدل سیستم و کانال

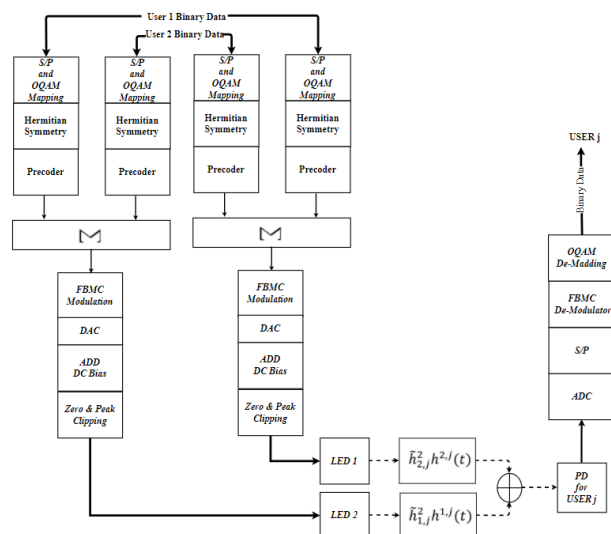
در این بخش مدل کانال نوری زیر آب با در نظر گرفتن هر سه عامل نامطلوب بیان شده و مدل سیستم چندرودی-تک‌خروجی چند کاربری مبتنی بر مدولاسیون OQAM DCO-FBMC ارائه شده‌است. کاهش اثر عوامل نامطلوب کانال نوری با استخراج ضرایب مناسب پیش‌کدر با رویکرد MMSE در هر زیر کانال OQAM DCO-FBMC در مدل سیستم پیشنهادی انجام می‌شود.

۲-۱- مدل کانال نوری زیر آب

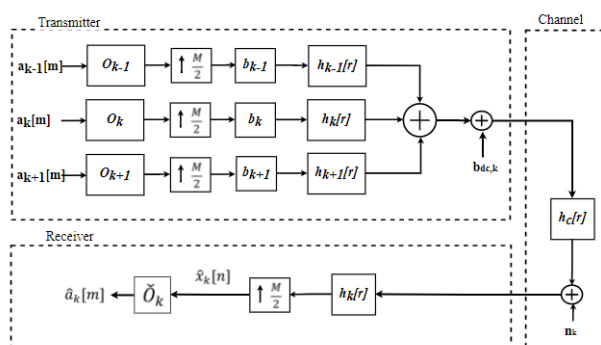
سه عامل جذب، پراکندگی و محوشدگی ناشی از اغتشاش، اثرات نامطلوبی در مخابرات نوری زیر آب دارند که مشخص شدن میزان تاثیر آن‌ها اهمیت بسزایی در مدل‌سازی کانال نوری زیر آب دارد. تاثیر اتلاف انرژی ناشی از جذب و پراکندگی را می‌توان توسط ضریب خاموشی $c(\lambda)$ با واحد معکوس متر (m^{-1})، نمایش داد که برابر با حاصل جمع ضرایب جذب $a(\lambda)$ و پراکندگی $b(\lambda)$ می‌باشد [۲]. این ضرایب برای طول موج نورهای ارسالی و در محیط‌های آبی مختلف، مقادیر متفاوتی خواهند داشت. در [۲]، [۷] و [۸] پاسخ ضربه‌ی کانال نوری زیر آب نسبت به اثرات جذب و پراکندگی با روش مونت-کارلو شبیه‌سازی شده و مدل ریاضی آن به دست آمده‌است. پاسخ ضربه‌ی $h(t)$ با در نظر گرفتن تاثیرات جذب، پراکندگی، زاویه‌ی

۲-۲- مدل سیستم

به سادگی و با دمدوله کردن سیگنال OQAM-FBMC انجام می-شود.



شکل (۱): بلوک دیاگرام فرستنده-گیرنده سیستم پیشنهادی OQAM DCO-FBMC



شکل (۲): مدل زیرکانال تک-کاربره OQAM DCO-FBMC

برای سادگی در ارائه مدل ریاضی الگوریتم بهینه‌سازی، بهتر است استخراج ضرایب پیش‌کدر با تمرکز بر روی هر زیرکانال انجام شود. با وجود تعامد زیرکانال‌های مجاور در مدولاسیون OQAM-FBMC؛ اما به دلیل تداخل زمان-فرکانس زیرکانال k ام بر روی زیرکانال‌های مجاور، در کانال غیرایده‌آل، حذف تداخل این زیرکانال بر روی زیرکانال‌های مجاور با بهینه‌سازی ضرایب پیش‌کدر لازم است. بنابراین یک مدل ساده از فرستنده-گیرنده سیستم پیشنهادی OQAM DCO-FBMC تک‌کاربره برای زیرکانال k ام همانند شکل ۲ معرفی می‌شود. مدولاسیون OQAM هر سمبل QAM ورودی $a_k[n]$ با نرخ نمونه‌برداری $\frac{1}{T}$ برای زیرکانال k ام را به دو بخش حقیقی و موهومی تبدیل نموده و به صورت مجزا با سیگنال توزیع شده در زمان $x_k[n]$ با نرخ $\frac{2}{T}$ ارسال می‌کند [۲۱]. عملگر O_k معادل با مدولاتور OQAM در زیر کانال k ام است؛ به صورتی که در زیرکانال‌های فرد بخش حقیقی $a_k[n]$ به اندازه نصف دوره‌ی سمبل، تاخیر می‌یابد. همچنین در گیرنده نیز عملگر \tilde{O}_k معادل دمدولاتور OQAM خواهد بود. نتیجه

مدل سیستم پیشنهادی در شکل ۱، فرستنده-گیرنده ارتباط فروسو را در یک ایستگاه پایه MISO با دو منبع نوری فرستنده و دو تک آشکارساز نوری گیرنده متحرک (هر آشکارساز نوری معادل یک کاربر است) معرفی می‌کند. در این مدل برای کاهش پیچیدگی بلوک گیرنده، هر کاربر داده‌ی مربوط به خود را از میان دنباله‌ای از داده‌ی کاربران مختلف با یک آشکارساز دریافت می‌کند. برای این منظور نیاز به پیش‌کدر چند-ضریبی متفاوت بر روی داده‌ی کاربران و همچنین هر منبع نوری فرستنده است. بنابراین عملیات پیش‌کدگذاری پس از مدولاتور OQAM، به صورت مستقل بر روی داده‌ی کاربران و داده‌ی ارسالی منابع نوری مختلف انجام می‌شود. با توجه به این‌که ارسال اطلاعات در کانال‌های نوری مستلزم استفاده از سیستم IM/DD^{۱۷} است؛ برای اینکه مقادیر خروجی DCO-FBMC حقیقی باشند، همانند DCO-OFDM از تقارن هرمیتی استفاده می‌کنیم و این موضوع باعث می‌شود که بهره‌وری پهنای باند در مقایسه با حالت عادی، نصف شود. به دلیل بهره‌وری کمتر دیگر تکنیک‌ها مانند ACO-FBMC [۲۵]، برای رسیدن به بیشترین نرخ ارسال در کانال زیر آب، DCO-FBMC نسبت به سایر روش‌ها ترجیح داده می‌شود. به دلیل برش سطوح بالا و پایین سیگنال خروجی تکنیک FBMC، انتخاب مناسب سطح بایاس جریان مستقیم تاثیر بسیار زیادی بر سطوح برش و عملکرد سیستم DCO-FBMC خواهد داشت. سطح بایاس جریان مستقیم b_{DC} با رابطه‌ی (۵) تعریف می‌شود که با انحراف معیار سیگنال خروجی DCO-FBMC قبل از برش $x(t)$ رابطه مستقیم دارد [۱۸].

$$b_{DC} = C \sqrt{E\{x(t)^2\}} = C \sqrt{E_s} \quad (5)$$

در رابطه‌ی (۵) مقدار C نسبتاً ثابت بوده و E_s انرژی هر سمبل FBMC M (تعداد زیر کانال‌ها) برابر انرژی هر سمبل QAM می-باشد. رابطه‌ی (۵) برای هر دو روش DCO-OFDM و DCO-FBMC کاربرد دارد؛ البته باید در نظر داشته باشیم که در DCO-FBMC ضرایب فیلتر نمونه به صورت نرمالیزه‌شده اعمال می‌شوند تا انرژی هر سمبل FBMC قبل از برش برابر انرژی هر سمبل OFDM باشد. پس از استخراج مقدار b_{DC} ، $x(t)$ در سطوح $\pm b_{DC}$ بریده شده و مقدار b_{DC} با آن جمع می‌شود.

برای یک سیستم MISO چندکاربره پاسخ ضربه کانال با منبع نوری $i \in \{1, 2, \dots, N_t\}$ در فرستنده و کاربر $j \in \{1, 2, \dots, U\}$ در گیرنده به صورت $h_c^{i,j}(t)$ برابر $\tilde{h}_{i,j}^2 h^{1,j}(t)$ در نظر گرفته می‌شود. $h_c^{i,j}(t)$ حاوی پاسخ ضربه بدون محوشدگی برای آب‌های بندرگاهی همانند مدل پیشنهادی رابطه (۱) است و $\tilde{h}_{i,j}$ تابع چگالی احتمال اغتشاش برای آب‌های اقیانوسی با اغتشاش ضعیف با توزیع لاگ-نرمال می‌باشد. در این مطالعه فرض می‌کنیم که با انجام فرآیند تخمین کانال، اطلاعات حالت کانال موجود است. دریافت سیگنال کاربر k ام برای مدل سیستم پیشنهادی، مانند بلوک دیاگرام گیرنده‌ی شکل ۱،

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^j[n] &= \left(\sum_{i=1}^{N_t} \sum_{l=k-1}^{k+1} \left(h_c^{i,j}[r] \right. \right. \\ &\quad \left. \left. * \left(\sum_{s=1}^U (b_l^{i,s} * x_l^s[n]) * h_l[r] \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + b_{DC,k}^i \right) \right) * h_k[r] + \hat{n}_k^j[n] \\ &= \left(\sum_{i=1}^{N_t} \sum_{l=k-1}^{k+1} \left(h_{l,k}^{i,j}[n] \right. \right. \\ &\quad \left. \left. * \sum_{s=1}^U (b_l^{i,s} * x_l^s[n]) \right) + z_k^{i,j}[n] \right) \\ &\quad + \hat{n}_k^j[n]\end{aligned}\quad (8)$$

به طوری که:

$$h_{l,k}^{i,j}[n] = [h_l[r] * h_c^{i,j}[r] * h_k[r]]_{r=n\frac{M}{2}} \quad (9)$$

$$z_k^{i,j}[n] = [b_{DC,k}^i * h_c^{i,j}[r] * h_k[r]]_{r=n\frac{M}{2}} \quad (10)$$

$$\hat{n}_k^j[n] = [h_k[r] * n_k^j[r]]_{r=n\frac{M}{2}} \quad (11)$$

رابطه (۹) معادل پاسخ ضربه‌ی کانال از منبع نوری i ام تا کاربر j ام و از زیرکانال l ام در فرستنده تا زیرکانال k ام است که در گیرنده با نرخ $\frac{M}{2}$ نمونه‌برداری رو به پایین شده است. رابطه (۱۰) مقدار بایاس جریان مستقیم فیلترشده در زیرکانال k و منبع نوری i ام است. رابطه (۱۱) نیز نویز فیلترشده‌ی سفید گوسی است که در گیرنده با نرخ $\frac{M}{2}$ نمونه‌برداری رو به پایین شده‌اند. طول فیلتر با توجه به تاخیر فیلترهای زیرکانال‌های فرستنده-گیرنده و کانال $h_c^{i,j}[r]$ برابر است با:

$$Q = \left\lceil \frac{2(L_p + L_c - 1 + L_p - 1)}{M} \right\rceil \quad (12)$$

به طوری که $[\cdot]$ به معنای تابع سقف، L_c طول پاسخ ضربه کانال و L_p طول پاسخ ضربه فیلتر نمونه می‌باشند.

معماری شبکه‌های پلی‌فاز^{۱۸} (PPN) برای پیاده‌سازی بهینه فرستنده و گیرنده‌ی OQAM DCO-FBMC به کار برده می‌شود. در معماری PPN سمبل‌های OQAM وارد یک FFT با سایز M در نقش مدولاتور بانک فیلتر و سپس فیلتر چندفازی می‌شوند. استفاده از شبکه فیلتر چندفازی پیچیدگی فیلتربانک را به شدت کاهش می‌دهد و در نهایت فرستنده یا گیرنده از دو FFT با سایز M و یک شبکه فیلتری PPN استفاده می‌نماید [۲۱].

برای تعیین پیچیدگی باید به این نکته توجه شود که فرستنده‌ی مورد نظر در مدل سیستم پیشنهادی در پیاده‌سازی PPN شامل چهار بخش: (۱) پیش‌کدر، (۲) گردش فاز برای داشتن فیلترهای با فاز خطی در هر زیرحامل، (۳) IFFT و (۴) فیلترهای چندفازی پس از مدولاسیون OQAM می‌باشد. تعداد ضرب و جمع حقیقی یک FFT/IFFT با سایز M با کاربرد الگوریتم split-radix به صورت زیر است:

$$C_{FFT}^M = 2M (\log_2(M) - 3) + 8 \quad (13)$$

فیلتر نمونه مدل سیستم پیشنهادی دارای طول KM است (M طول نقاط FBMC و K پارامتر همپوشانی را نشان می‌دهد) و همچنین

خروجی فیلترهای نمونه با یکدیگر ترکیب شده و به یک سیگنال با نرخ نمونه‌برداری $\frac{M}{T}$ تبدیل می‌شوند. نویز برش در DCO-FBMC بر روی مجموع تمامی زیرکانال‌ها وارد می‌شود؛ بنابراین هر زیر کانال از نویز برش سهم کمتری دریافت خواهد کرد. در شکل ۲، n_k نویز سفید گوسی جمع‌شونده ناشی از مجموع شات نویز، نویز حرارتی و نویز برش بر روی زیرحامل k ام [۱۱] و $b_{DC,k}$ بخشی از بایاس جریان مستقیم b_{DC} رابطه (۵) می‌باشند. فیلتر شکل دهنده‌ی پالس نیز در زیرکانال‌ها به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$h_k[r] = h[r] \exp\left(j \frac{2\pi}{M} kr\right), r = 0, 1, \dots, L-1 \quad (6)$$

که در آن $h[r]$ فیلتر نمونه با طول L است. طول این فیلتر برابر KM در نظر گرفته می‌شود، که K همان ضریب همپوشانی می‌باشد. حالت‌های مختلفی برای انتخاب فیلتر نمونه وجود دارد؛ اما تنها برخی از آنها با اعمال محدودیت‌های قدرتمندی بر روی طراحی پارامترها، باعث بازبایی کامل در گیرنده خواهند شد. در این مقاله فیلتر نمونه پروژه PHYDYAS به جای $h[r]$ استفاده می‌شود [۲۸]. با انتخاب K های کوچک‌تر تداخل سمبل‌های مجاور کمتر شده و از طرفی هم با انتخاب K های بزرگ‌تر تضعیف خارج از باند افزایش می‌یابد، بنابراین در اینجا $K = 4$ انتخاب می‌شود.

برای حذف تداخل زیرکانال‌های مجاور، نیاز به داشتن ضرایب پیش‌کدر متفاوت بر روی هر زیرکانال است. عملگر $B^{i,s}$ نشان‌دهنده‌ی عملیات پیش‌کدر بر روی تمامی زیرکانال‌ها است و شامل بردار $b_k^{i,s}$ ضرایب پاسخ ضربه محدود فیلتر $b_k^{i,s}[n]$ با طول B است، که برای پیش‌کد کردن سیگنال کاربرهای $s \in \{1, 2, \dots, U\}$ و منابع نوری فرستنده‌ی $i \in \{1, 2, \dots, N_t\}$ بر روی هر زیرکانال k ام به صورت زیر به کار می‌رود:

$$s_k^i[n] = \sum_{s=1}^U b_k^{i,s} * x_k^s[n] \quad (7)$$

که در آن سیگنال $x_k^s[n]$ خروجی مدولاتور OQAM، $s_k^i[n]$ نیز شامل مجموع سیگنال ورودی پیش‌کد شده‌ی کاربرهای مختلف برای منبع نوری فرستنده i ام در زیرکانال k ام و عملگر $*$ به معنای کانولوشن است. با نمونه برداری پاسخ ضربه $h_c^{i,j}(t)$ با نرخ $\frac{M}{T}$ پاسخ ضربه گسسته کانال نوری زیر آب برابر $h_{i,j}^{i,j}[r] = \tilde{h}_{i,j}^2 h_c^{i,j}[r]$ بدست می‌آید. بدیهی است که سیگنال دریافتی در گیرنده j ام معادل مجموع سیگنال همه‌ی منابع نوری است که با نویز n_k^j جمع شده‌اند. بنابراین سیگنال دریافتی توسط کاربر j ام به صورت زیر تعریف می‌شود:

به طوری که $\Re\{\blacksquare\}$ به معنای مقدار حقیقی آرگومان است. برای سادگی بهتر است رابطه (۱۹) به صورت ماتریسی با مقادیر کاملاً حقیقی تبدیل گردد،

$$\hat{\mathcal{R}}_k^j[m] = \sum_{l=k-1}^{k+1} \sum_{s=1}^U \Re\{x_l^{i,j}[n] \mathbf{H}_{l,k}^j \mathbf{b}_l^s\} + \Re\{z_k^{i,j}[n]\} + \Re\{\hat{n}_k^j\} \quad (23)$$

به طوری که:

$$\mathbf{H}_{l,k}^j = [\mathbf{H}_{l,k}^{1,j} \quad \mathbf{H}_{l,k}^{2,j} \quad \dots \quad \mathbf{H}_{l,k}^{N_t,j}] \quad (24)$$

$$\mathbf{b}_k^s = [\mathbf{b}_k^{1,sT} \quad \mathbf{b}_k^{2,sT} \quad \dots \quad \mathbf{b}_k^{N_t,sT}]^T \quad (25)$$

ماتریس $\mathbf{H}_{l,k}^{1,j}$ یک ماتریس توپلیتز (Toeplitz) معادل با عملگر کانولوشن با $\mathbf{h}_{l,k}^{1,j}[n]$ است، این ماتریس دارای ابعاد $B + Q - 1 \times B$ می‌باشد. ماتریس $\mathbf{H}_{l,k}^j$ برای حذف مجموع بر روی تعداد منابع نوری در رابطه (۱۹) استفاده شده است که دارای ابعاد $B + Q - 1 \times BN_t$ است. بردار \mathbf{b}_k^s شامل همه‌ی پیش‌کدهای زیرکانال K بر روی کاربرها و منابع نوری مختلف با ابعاد $BN_t \times 1$ است. بردار \mathbf{x}_l^s شامل نمونه‌های ورودی است که برای برقراری روابط ماتریسی‌ها، طول آن باید برابر $B + Q - 1$ باشد.

همانگونه که ذکر شد، بهینه‌سازی MMSE برای طراحی پیش‌کدر بر روی هر زیرکانال به‌صورت کاملاً مستقل از اثر دیگر زیرکانال‌ها انجام می‌شود و تنها اثر زیرکانال k بر روی زیرکانال‌های مجاور در نظر گرفته می‌شود. کاهش MMSE در یک زیرکانال نسبت به دو خطا انجام می‌شود؛ (۱) خطایی که هر کاربر بر روی دیگر کاربران در آن زیرکانال اعمال می‌کند و (۲) خطایی که به وسیله همپوشانی زیرکانال‌های مجاور رخ می‌دهد. این عبارت است از خطایی که کاربر/زام بر تمامی کاربران زیرکانال‌های مجاور اعمال می‌کند. بنابراین مسئله بهینه‌سازی به صورت رابطه‌ی (۲۶) تعریف می‌شود:

$$\hat{b}_k^j = \underset{b_k^j}{\operatorname{argmin}} E[|\hat{\mathcal{R}}_k^j[m] - \mathcal{R}_k^j[m - \tau]|^2 + |a_k^j|^2 + |b_k^j|^2] \quad (26)$$

به طوری که τ تمام تاخیر سیستم است، a_k^j خطای اعمالی از کاربر j به دیگر کاربران در زیرکانال k ام و c_k^j خطای اعمالی کاربر/زام به دیگر کاربران در زیرکانال‌های مجاور می‌باشد؛ بنابراین داریم:

$$|a_k^j|^2 = \sum_{\substack{s=1 \\ s \neq j}}^U |\Re\{x_k^{jT}[n] \mathbf{H}_{k,k}^s \mathbf{b}_k^j\}|^2 \quad (27)$$

$$|c_k^j|^2 = \sum_{s=1}^U \left(|\Re\{x_k^{jT}[n] \mathbf{H}_{k-1,k}^s \mathbf{b}_k^j\}|^2 + |\Re\{x_k^{jT}[n] \mathbf{H}_{k+1,k}^s \mathbf{b}_k^j\}|^2 \right) \quad (28)$$

به طوری که $\Re\{\blacksquare\}$ به معنای مقدار موهومی آرگومان است. مقدار تاخیر با در نظر گرفتن مجموع تاخیر فیلترهای هر زیرکانال و تاخیر فیلتر کانال برابر خواهد بود با:

$$\tau = \left\lfloor \frac{Q + B - 1}{2} \right\rfloor \quad (29)$$

فرض می‌کنیم بر روی تمامی زیرکانال‌ها ارسال سمبل داریم؛ بنابراین تعداد عملیات ضرب حقیقی فرستنده OQAM-FBMC به صورت زیر خواهد بود:

$$C_{FBMC}^{Tx} = 2C_{FFT}^M + 8MK + 8MB + 8M \quad (14)$$

در سمت گیرنده به غیر از پیش‌کدر، عملیاتی همانند فرستنده و به صورت معکوس شامل فیلتر چندفازی، FFT و گردش فاز خواهد داشت. بنابراین پیچیدگی گیرنده به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$C_{FBMC}^{Rx} = 2C_{FFT}^M + 8MK + 8M \quad (15)$$

۳- طراحی پیش‌کدر با روش MMSE

در طراحی پیش‌کدر هدف کمینه کردن میانگین مربع خطای میان سیگنال ارسالی فرستنده و سیگنال دریافتی گیرنده است. روش پیشنهادی از ایده‌ی مراجع [۲۲] و [۲۳] الهام گرفته شده است. به دلیل کاربرد سیستم IM/DD در کانال UVLC، خروجی OQAM DCO-FBMC مقداری حقیقی و مثبت می‌باشد. بنابراین نیاز به تغییر فرآیند بهینه‌سازی با طرح سیگنال دریافتی همانند رابطه (۸) ضروری است. بنابراین روش مراجع [۲۲] و [۲۳] بطور مستقیم قابل استفاده نیست. در این فرآیند از سمبل‌های $x_k^j[n]$ با نرخ $\frac{2}{T}$ برای k های فرد به صورت زیر استفاده می‌شود:

$$\mathbf{x}_k^j[n] = \operatorname{diag}(\xi_{k,odd}) \cdot \tilde{\mathbf{x}}_k^j[n] \quad (16)$$

که در آن $\operatorname{diag}(\blacksquare)$ به معنای ماتریس قطری آرگومان است. به طوری که:

$$\tilde{\mathbf{x}}_k^j[n] = [\mathcal{R}_k^j[m] \quad I_k^j[m] \quad \mathcal{R}_k^j[m-1] \quad I_k^j[m-1] \quad \dots]^T \quad (17)$$

$$\xi_{k,odd} = [1 \quad j \quad 1 \quad j \quad \dots] \quad (18)$$

و $\tilde{\mathbf{x}}_k^j[n]$ ، $\mathcal{R}_k^j[m]$ و $I_k^j[m]$ مقادیری حقیقی هستند، همچنین $\mathcal{R}_k^j[m]$ بخش حقیقی و $I_k^j[m]$ بخش موهومی سمبل ورودی به مدولاتور OQAM است. همچنین برای k های زوج داریم:

$$\mathbf{x}_k^j[n] = \operatorname{diag}(\xi_{k,even}) \cdot \tilde{\mathbf{x}}_k^j[n] \quad (19)$$

به طوری که:

$$\tilde{\mathbf{x}}_k^j[n] = [I_k^j[m] \quad \mathcal{R}_k^j[m] \quad I_k^j[m-1] \quad \mathcal{R}_k^j[m-1] \quad \dots] \quad (20)$$

$$\xi_{k,even} = [j \quad 1 \quad j \quad 1 \quad \dots] \quad (21)$$

شایان ذکر است در کل این بخش فرض می‌کنیم که در زیرکانال‌های با اندیس فرد، اولین سمبل حقیقی است و در زیرکانال‌های زوج، اولین سمبل موهومی است. با فرض اینکه در زیرکانال فرد هستیم، اولین سمبل دارای مقداری حقیقی است، بنابراین در گیرنده انتظار داریم مقداری حقیقی $\mathcal{R}_k^j[m]$ را دریافت کنیم. بنابراین بخش حقیقی رابطه (۸) دریافت خواهد شد.

$$\hat{\mathcal{R}}_k^j[m] = \sum_{l=1}^{N_t} \sum_{k=1}^{k+1} \sum_{s=1}^U \Re\{b_l^{i,s}[n] * x_l^s[n] * h_{l,k}^{i,j}[n]\} + \Re\{z_k^{i,j}[n]\} + \Re\{\hat{n}_k^j[n]\} \quad (22)$$

پیش کدر با مشتق گرفتن از رابطه (۳۵) نسبت به β_k^j و برابر صفر قرار دادن آن به صورت زیر خواهد شد:

$$\hat{\beta}_k^j = \left(\sum_{s=1}^U \Phi_{k-1,k}^s \Phi_{k-1,k}^{sT} + \Psi_{k,k}^s \Psi_{k,k}^{sT} + \Phi_{k+1,k}^s \Phi_{k+1,k}^{sT} \right)^{-1} \Psi_{k,k}^j \delta_\tau \quad (40)$$

تمام آن چه تاکنون گفته شد برای استخراج ضرایب پیش کدر در زیرکانال های فرد مفید است. برای استخراج ضرایب پیش کدر در زیرکانال های زوج نیز از رابطه (۳۲) برای استخراج $\tilde{H}_{l,k}^s$ استفاده می شود؛ با این تفاوت که در نتایج نهایی رابطه (۴۰)، عبارت Ψ با عبارت Φ جایگزین می شود و بالعکس. پس خواهیم داشت:

$$\hat{\beta}_k^j = \left(\sum_{s=1}^U \Phi_{k-1,k}^s \Phi_{k-1,k}^{sT} + \Psi_{k,k}^s \Psi_{k,k}^{sT} + \Phi_{k+1,k}^s \Phi_{k+1,k}^{sT} \right)^{-1} \Psi_{k,k}^j \delta_\tau \quad (41)$$

شایان ذکر است که برای داشتن FBMC با خروجی حقیقی، باید تقارن هرمیتی، هم در سمبل های ورودی و هم در ضرایب پیش کدر زیرکانال ها همانند سمبل ها وجود داشته باشد؛ پس خواهیم داشت:

$$\mathbf{x}_k^j \mathbf{b}_k^j = \mathbf{x}_{M-k}^* \mathbf{b}_{M-k}^* \quad \text{for } 0 < k < \frac{M}{2} \quad (42)$$

و همچنین دو مقدار $\mathbf{x}_0^j \mathbf{b}_0^j$ و $\mathbf{x}_{\frac{M}{2}}^j \mathbf{b}_{\frac{M}{2}}^j$ برابر صفر قرار داده می شود. به دلیل تقارنی که در زیرکانال ها وجود دارد، نتیجه نهایی رابطه (۴۰) و (۴۱) شامل تقارن هرمیتی همه \mathbf{b}_k^j ها به جز \mathbf{b}_1^j و \mathbf{b}_{M-1}^j خواهد شد. به منظور این که این تقارن در همه ضرایب پیش کدرها برقرار گردد، کافی است در رابطه (۳۸) برای طراحی پیش کدر \mathbf{b}_1^j در زیرکانال دوم، از تداخل بر روی زیرکانال اول صرف نظر کرد؛ زیرا زیرکانال اول شامل هیچ اطلاعاتی نمی باشد.

پاسخ ضربه کانال های منابع نوری مختلف به دلیل تضعیف بزرگ کانال، در طراحی پیش کدر مقادیر b بسیار بزرگی را تولید خواهد نمود، که باعث افزایش توان ارسالی سیستم خواهد شد. برای محدود کردن توان ارسالی نرمالیزه، نتیجه رابطه (۴۱) به صورت زیر استفاده می شود [۲۰]:

$$\hat{\beta}_{k,opt}^j = \frac{\hat{\beta}_k^j}{\sqrt{\hat{\beta}_k^j \hat{\beta}_k^j}} \quad (43)$$

کانال مخابرات نوری بی سیم زیر آب محوشدگی کندی را تجربه می کند، براساس نتایج عددی در [۷]، مقدار زمان همدوس کانال برای آب های با ویژگی های مختلف حدوداً مرتبه 10^{-3} ثانیه گزارش شده است. بنابراین نیاز به انجام محاسبات فوق برای استخراج ضرایب جدید پیش کدر در زمانی کمتر از یک میلی ثانیه خواهد بود.

۴- نتایج عددی

در این بخش عملکرد نرخ خطای بیت DCO-FBMC پیشنهادی برای سناریوهای مختلف در کانال نوری زیر آب همراه با محوشدگی لاگ-

برای تبدیل ماتریس ها به شکل خطی و بدون مقادیر مختلط از بردار حقیقی $\tilde{\mathbf{x}}_k^j$ استفاده می نماییم، برای این منظور مقادیر موهومی باید در $\mathbf{H}_{l,k}^s$ وارد شود. با این فرض خواهیم داشت:

$$\mathbf{x}_k^{jT} [n] \mathbf{H}_{l,k}^s \mathbf{b}_k^j = \tilde{\mathbf{x}}_k^{jT} [n] \tilde{\mathbf{H}}_{l,k}^s \mathbf{b}_k^j \quad (30)$$

به طوری که برای k های فرد و زوج به ترتیب روابط (۳۱) و (۳۲) برقرار خواهند بود.

$$\tilde{\mathbf{H}}_{l,k}^s = \text{diag}(\xi_{k,odd}). \mathbf{H}_{l,k}^s \quad (31)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_{l,k}^s = \text{diag}(\xi_{k,even}). \mathbf{H}_{l,k}^s \quad (32)$$

برای حذف مقادیر موهومی در درایه ها خواهیم داشت:

$$\Psi_{l,k}^s = [\Re\{\tilde{\mathbf{H}}_{l,k}^s\} \quad -\Im\{\tilde{\mathbf{H}}_{l,k}^s\}] \quad (33)$$

$$\Phi_{l,k}^s = [\Im\{\tilde{\mathbf{H}}_{l,k}^s\} \quad \Re\{\tilde{\mathbf{H}}_{l,k}^s\}] \quad (34)$$

$$\beta_k^j = \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{b}_k^j\} \\ \Im\{\mathbf{b}_k^j\} \end{bmatrix} \quad (35)$$

و در نهایت خواهیم داشت:

$$\Re\{\mathbf{x}_k^{jT} [n] \mathbf{H}_{l,k}^s \mathbf{b}_k^j\} = \tilde{\mathbf{x}}_k^{jT} [n] \Psi_{l,k}^s \beta_k^j \quad (36)$$

$$\Im\{\mathbf{x}_k^{jT} [n] \mathbf{H}_{l,k}^s \mathbf{b}_k^j\} = \tilde{\mathbf{x}}_k^{jT} [n] \Phi_{l,k}^s \beta_k^j \quad (37)$$

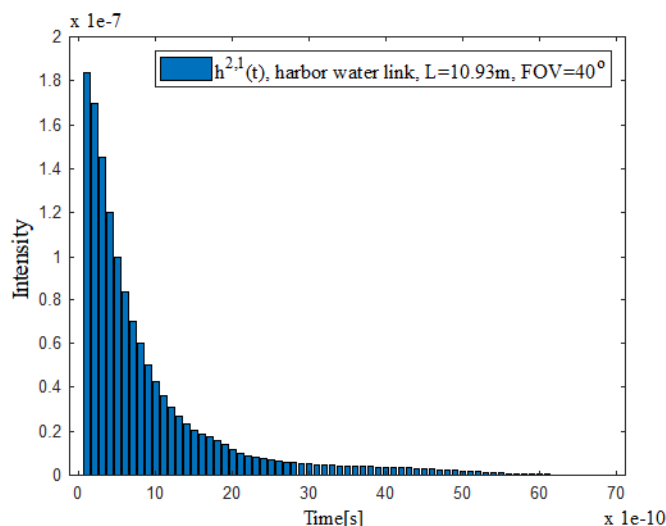
بخش ناشی از بایاس جریان مستقیم $z_k^{i,j} [n]$ در رابطه (۲۳) تأثیری در فرآیند بهینه سازی MMSE نخواهد داشت. بنابراین در ادامه برای کاهش پیچیدگی در محاسبات MMSE از اثر آن صرف نظر می نماییم. با جایگزینی رابطه های (۳۳)، (۳۴) و (۳۵) در رابطه (۲۶) و محاسبه امیدریاضی خواهیم داشت:

$$\hat{\beta}_k^j = \underset{\beta_k^j}{\text{argmin}} \sigma_x^2 \left\{ \sum_{s=1}^U \sum_{l=k-1}^{k+1} \beta_l^{sT} \Psi_{l,k}^{jT} \Psi_{l,k}^j \beta_l^s - 2\beta_l^{sT} \Psi_{l,k}^{jT} \delta_\tau - 1 + \sum_{\substack{s=1 \\ s \neq j}}^U \beta_k^{sT} \Psi_{k,k}^{jT} \Psi_{k,k}^j \beta_k^s + \sum_{s=1}^U \beta_k^{sT} \Phi_{k-1,k}^{jT} \Phi_{k-1,k}^j \beta_k^s + \beta_k^{sT} \Phi_{k+1,k}^{jT} \Phi_{k+1,k}^j \beta_k^s \right\} + C_{\mathcal{R}\{\hat{\mathbf{r}}_k^j\}} \quad (38)$$

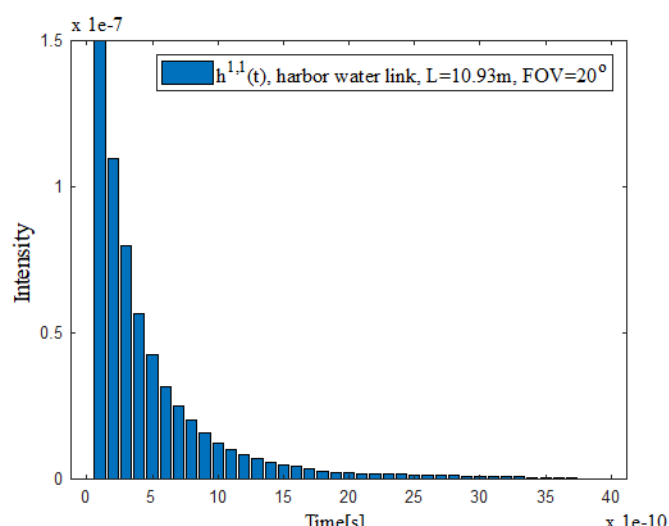
که در آن $C_{\mathcal{R}\{\hat{\mathbf{r}}_k^j\}}$ ماتریس کواریانس بخش حقیقی نویز دریافتی در کاربر \mathcal{R} است. بردار δ_τ برداری است که تنها دارای عدد یک در محل τ می باشد. برای نتایج فوق فرض شده است که سیگنال های ورودی مستقل و با توزیع مساوی می باشند.

$$E[\tilde{\mathbf{x}}_k^s \tilde{\mathbf{x}}_l^{jT}] = \begin{cases} \sigma_x^2 I, & \text{if } s = j \text{ and } k = l \\ 0, & \text{O.W} \end{cases} \quad (39)$$

که در آن I به معنای بردار یک به ابعاد $B + Q - 1$ و 0 هم به معنای بردار صفر با ابعاد $B + Q - 1$ می باشد. مقدار σ_x^2 یا به عبارتی واریانس سمبل های OQAM یا توان آنها است، که برابر نصف توان سمبل های QAM یعنی $\mathbf{a}_k^j [m]$ ($\sigma_x^2 = 0.5 \sigma_a^2$) می شود. ضرایب



(ب)



(الف)

شکل (۳): پاسخ ضربه کانال زیرآب در آب‌های بندرگاهی با دو زاویه دید متفاوت (الف) زاویه دید گیرنده ۲۰ درجه در کانال $h^{1,1}(t)$ (ب) زاویه دید گیرنده ۴۰ درجه در کانال $h^{2,1}(t)$

نوری صرف نظر می‌کنیم، به گونه‌ای که ISI، تنها ناشی از پاسخ ضربه کانال خواهد بود [۱۱] و [۲۹].

انتخاب مقدار بایاس جریان مستقیم اهمیت بالایی در عملکرد سیستم و عدم اتلاف توان اضافی دارد. در این مطالعه هدف ما انتخاب بهینه C به گونه‌ای است که تاثیر برش بر روی عملکرد BER در کانال AWGN بسیار ناچیز باشد. با توجه به رابطه (۵)، مقدار بایاس مستقل از مجذور انرژی سمبل یا توان خروجی است؛ بنابراین مقدار C به دست آمده برای توان‌های خروجی متغیر σ_x^2 (توان خروجی هر مدولاتور چندحاملی قبل از برش)، مقداری ثابت است. به دلیل شباهت توان سیگنال خروجی مدولاسیون DCO-OFDM با DCO-FBMC در حالتی که تعداد زیرکانال‌ها و انرژی سمبل‌های ورودی مساوی است، مقدار C مشابه‌ای می‌توان برای آن‌ها انتخاب نمود. بنابراین با توجه به نتایج عددی بیان‌شده در [۱۰] مقدار ۱ یا ۲ برای C ، مقادیر مناسبی نمی‌باشند و باعث کاهش عملکرد BER سیستم می‌شوند. برای حالتی که ضریب برش $C \geq 3$ است، عملکرد BER همانند زمانی است که برش اعمال نکرده باشیم. با این حال افزایش C به مقادیر بزرگتر از ۳ تاثیری بر عملکرد سیستم ندارد و تنها توان تلفاتی را افزایش خواهد داد؛ بنابراین در تمام شبیه‌سازی‌ها مقدار C برابر ۳ انتخاب شده است.

پاسخ ضربه $h^{2,1}(t)$ با پارامترهای جدول ۱ برای ارزیابی عملکرد OQAM DCO-FBMC در کانال UVLC همراه با محوشدگی و چندگانگی فضایی متفاوت استفاده شده‌است. کانال اغتشاش UVLC محوشدگی کندی را به دلیل مقادیر بزرگ زمان همبستگی کانال تجربه خواهد کرد؛ بنابراین در نرخ‌های انتقال حدود Gbps ضرایب محوشدگی بر روی میلیون‌ها بیت پی‌درپی ثابت خواهند ماند. پس می‌توان فرض کرد که ضرایب محوشدگی بر روی هر سمبل FBMC ثابت باقی مانده و در شبیه‌سازی تغییر ضرایب بر روی سمبل‌های

نرمال شبیه‌سازی خواهد شد. در حالت MISO، توان ارسالی فرستنده-ها مساوی در نظر گرفته می‌شود، به گونه‌ای که با افزایش تعداد منابع نوری فرستنده به N ، توان P/N برای هر منبع نوری فرستنده در نظر گرفته می‌شود که در آن P توان ارسالی در حالت تک منبع نوری است. هنگام استفاده از پیش‌کدر، توزیع توان بر روی منابع نوری فرستنده به صورت نامساوی خواهد بود. FFIR کانال زیر آب همانند مدل پیشنهادی CEAPF برای آب‌های بندرگاهی در نظر گرفته می‌شود. پارامترهای کانال برای یک ارتباط با برد 10.93 متر با پاسخ ضربه بدون محوشدگی $h^{1,1}(t)$ و $h^{2,1}(t)$ در زاویه‌های دید ۲۰° و 40° مطابق مدل پیشنهادی CEAPF در جدول ۱ ارائه شده‌است.

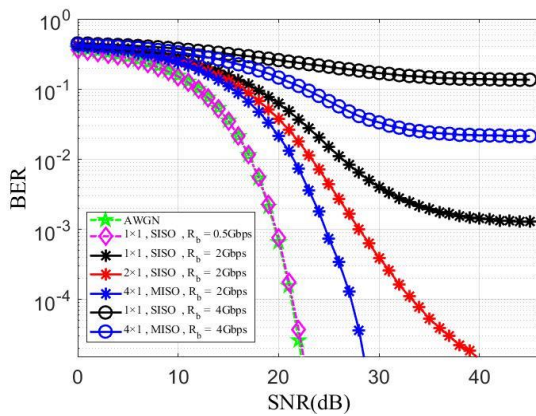
جدول (۱): پارامترهای کانال برای آب‌های بندرگاهی

فاصله (L)	طول موج (λ)	پراکندگی (b)	جذب (a)	زاویه دید (FOV)	کانال
10.93 m	532 nm	0.1829 m ⁻¹	0.366 m ⁻¹	20°	$h^{1,1}(t)$
10.93 m	532 nm	0.1829 m ⁻¹	0.366 m ⁻¹	40°	$h^{2,1}(t)$

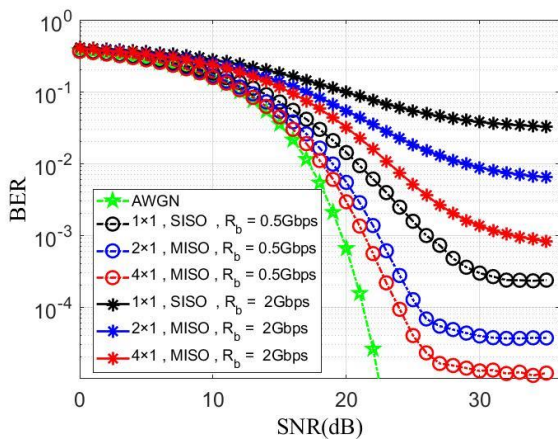
به دلیل زاویه دید متفاوت سیگنال‌های دریافتی، پاسخ ضربه $h^{1,1}(t)$ و $h^{2,1}(t)$ همانند شکل ۳ متفاوت خواهند بود. گسترش تاخیر کمتر در $h^{1,1}(t)$ (حدوداً ۱/۵ نانو ثانیه) نسبت به $h^{2,1}(t)$ (حدوداً ۲/۵ نانو ثانیه) به دلیل زاویه دید کمتر آن می‌باشد.

نتایج شبیه‌سازی در این مطالعه با نمونه‌برداری از پاسخ ضربه $h^{2,1}(t)$ ، با نرخ سمبل ارائه می‌گردد. قابل ذکر است که پاسخ نهایی کانال ناشی از کانولوشن پاسخ ضربه منبع نوری با پاسخ ضربه کانال به دست می‌آید. در این‌جا برای بررسی پاسخ ضربه کانال از پاسخ منبع

دارای BER کمتر از 10^{-4} می‌باشد. طبق شکل ۶ در نرخ 2Gbps حتی با کاربرد چندگانگی فضایی 4×1 MISO، مقدار BER بزرگتر از 10^{-4} است.



شکل (۴): عملکرد BER مدولاسیون OQAM DCO-FBMC در حضور چندگانگی فضایی در کانال با پاسخ ضربه $h^{2,1}(t)$ بدون محوشدگی



شکل (۵): عملکرد BER مدولاسیون OQAM DCO-FBMC در حضور چندگانگی فضایی در کانال زیر آب بندرگاهی با $\sigma_I^2 = 0.15$

به منظور بهرمندی از مزیت‌های مدولاسیون OQAM-DCO-FBMC برای کانال UVLC، از پیش‌کدر پیشنهادی بخش ۳ برای کاهش اثر تداخل بر روی این مدولاسیون استفاده می‌شود. در روش پیشنهادی با استفاده از پیش‌کدر، خطای MMSE میان سیگنال فرستنده و گیرنده با در نظر گرفتن ISI، ICI و تداخل میان کاربران کمینه می‌شود. بنابراین علاوه بر جبران ICI و ISI ناشی از کانال زیر آب، قادر به ارسال چند-کاربری با استفاده از چندگانگی فضایی MISO خواهیم بود. کاربرد پیش‌کدر در فرستنده، پیچیدگی گیرنده را کاهش خواهد داد. در شکل ۷ عملکرد مدولاسیون OQAM-DCO-FBMC با طراحی پیش‌کدر در کانال زیر آب بندرگاهی با $\sigma_I^2 = 0.6$ دو منبع نوری در فرستنده ($N_t = 2$) و دو کاربره ($U = 2$) شبیه-

FBMC اعمال می‌شود. عملکرد مدولاسیون DCO-OFDM در کانال نوری زیر آب همراه با محوشدگی لاگ-نرمال در [10] به صورت کامل نشان داده شده است؛ اما مطالعه‌ای مشابه آنچه در این مقاله در مورد عملکرد مدولاسیون DCO-FBMC ارائه شده، وجود ندارد. از طرفی مرجع [۲۴] مقایسه‌ای میان مدولاسیون OQAM DCO-FBMC و DCO-OFDM در کانال نوری بی‌سیم درون ساختمان با در نظر گرفتن اثر چندمسیرگی با سیستم SISO انجام داده است. در ابتدا برای مقایسه با مطالعات پیشین، تاثیر چندگانگی فضایی بر روی تکنیک OQAM DCO-FBMC در نرخ‌های متفاوت در کانال با چندمسیرگی بررسی می‌گردد. بنابراین در شکل ۴ مقایسه‌ای میان عملکرد BER مدولاسیون OQAM DCO-FBMC کانال با پاسخ ضربه $h^{2,1}(t)$ بدون محوشدگی با چندگانگی فضایی 1×1 MISO و 2×1 و 4×1 در نرخ‌های مختلف دیتا 0.5Gbps، 2Gbps و 4Gbps نمایش داده شده است. با توجه به گسترش تاخیر کانال، نرخ 0.5Gbps یک کانال بدون ISI را تجربه خواهد کرد؛ در صورتی که برای نرخ‌های 2Gbps و 4Gbps نرخ سمبل بزرگتر از پهنای باند هم‌دوسی کانال خواهد بود و کانال همراه با ISI در این نرخ انتقال داده تجربه خواهد کرد. همچنین برای مقایسه بهتر، عملکرد BER در کانال AWGN به صورت مرجع مقایسه ارائه شده است. مزیت چندگانگی فضایی در کانال دارای ISI نسبت به [۱۰] و [۲۴] در شکل ۴ مشاهده می‌گردد، به گونه‌ای که در نرخ داده‌ی 2Gbps با سیستم MISO 4×1 ، 4Gbps به دلیل داشتن کانال انتخابگر فرکانسی تداخل ICI و ISI بر مدولاسیون FBMC غلبه می‌کند، عملکرد BER کاملاً اشباع خواهد شد.

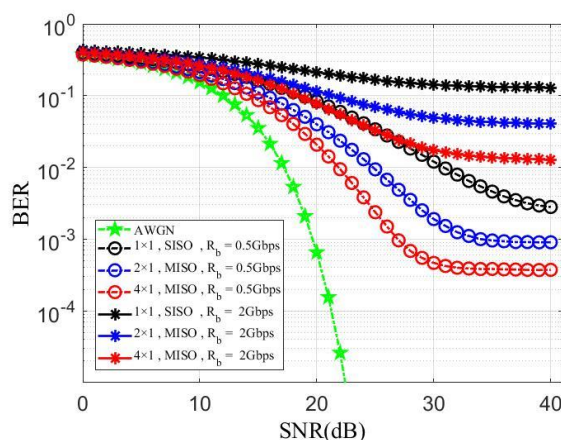
در شکل ۵ و ۶ مقایسه‌ای میان عملکرد نرخ خطای بیت OQAM DCO-FBMC در کانال زیر آب بندرگاهی با ضریب درخشش‌های به ترتیب $\sigma_I^2 = 0.15$ و $\sigma_I^2 = 0.85$ نمایش داده شده است. برای مقایسه تاثیر چندگانگی فضایی در کانال UVLC، چندگانگی فضایی MISO 1×1 ، 2×1 و 4×1 در نرخ‌های مختلف دیتا 0.5Gbps و 2Gbps استفاده شده است. همچنین شبیه‌سازی در کانال AWGN به صورت مرجع مقایسه ارائه شده است. مشاهده می‌شود که چندگانگی فضایی باعث بهبود عملکرد سیستم می‌شود، به گونه‌ای که عملکرد BER در نرخ 0.5Gbps با کاربرد MISO 4×1 در BER برابر 10^{-3} حدوداً 5dB بهتر شده است. به دلیل تداخل ذاتی زمان-فرکانس مدولاسیون OQAM DCO-FBMC، عملکرد BER بسیار نامطلوبی تحت تاثیر محوشدگی کانال زیر آب در SNRهای بالا خواهیم داشت، به گونه‌ای که با افزایش SNR، BER اشباع می‌شود. این عملکرد نامطلوب حتی در ضریب درخشش‌های پایین $\sigma_I^2 = 0.15$ قابل مشاهده است. در مقایسه با [۸] نتیجه می‌گیریم که OQAM DCO-FBMC دارای عملکرد نامطلوب‌تری در مقایسه با DCO-FBMC می‌باشد. بنابراین کاربرد این مدولاسیون در کانال UVLC، حتی برای محوشدگی ضعیف، تنها در نرخ‌های کمتر از پهنای باند هم‌دوسی کانال

امکان پذیر است. این عملکرد BER برای نرخ 2Gbps در SNR حدودا 28dB برای کاربر اول و 30dB برای کاربر دوم قابل دسترس می باشد. در شبیه سازی شکل ۷ با فرض داشتن CSI، طراحی ضریب پیش کدر با روش MMSE در زمان های کمتر از زمان هم دوسی کانال انجام می شود. به دلیل این که زمان هم دوسی کانال زیر آب بسیار بیشتر از دوره ی هر سمبل داده در نرخ های حدود چند Gbps است، ضرایب محوشدگی بر روی میلیون ها بیت پی در پی و همچنین چند صد سمبل OQAM-FBMC ثابت می ماند؛ بنابراین نتایج نشان می دهد که به روزرسانی ضرایب پیش کدر برای مدولاسیون OQAM DCO-FBMC در زمانی کمتر از زمان هم دوسی کانال، حتی در ضرایب درخشش بیشتر، تاثیر زیادی در حذف محوشدگی ناشی از اغتشاش کانال UVLC خواهد داشت.

۵- نتیجه گیری

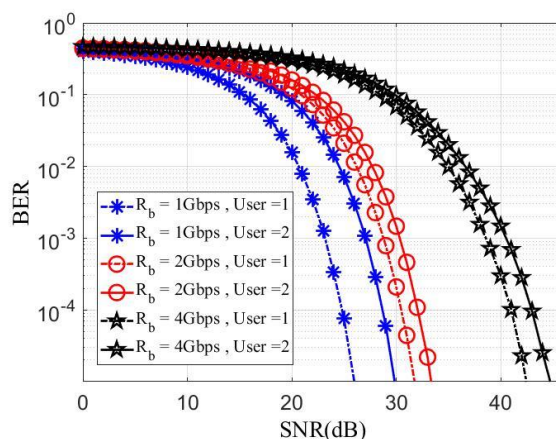
در این مطالعه عملکرد BER یک سیستم UVLC با چندگانگی فضایی MISO چند کاربری همراه با مدولاسیون OQAM-DCO-FBMC بررسی شد. FFIR ناشی از عوامل پراکندگی و جذب، بدون محوشدگی با مدل کانال CEAPF در آب های بندرگاهی در نظر گرفته شده است. برای اعمال محوشدگی ناشی از اغتشاش کانال UVLC، محوشدگی ناشی از اغتشاش به صورت ضریبی با توزیع لاگ-نرمال در FFIR ضرب می شود. وجود تداخل ذاتی زمان-فرکانس در مدولاسیون OQAM DCO-FBMC باعث می شود که عملکرد BER آن تحت تاثیر شرایط نامطلوب کانال UVLC به خصوص محوشدگی ناشی از اغتشاش در نرخ های بالا اشباع شود. در این مطالعه برای بهرمندی از مزیت های این تکنیک مدولاسیون و کاربرد آن در کانال UVLC، چندگانگی فضایی و همچنین کاربرد پیش کدر در سمت فرستنده برای کاهش تداخل ذاتی OQAM DCO-FBMC و همچنین غلبه بر اثرات نامطلوب کانال پیشنهاد شده است. طراحی ضرایب پیش کدر با در نظر گرفتن CSI، به روش MMSE در یک سیستم MISO چند کاربری انجام می شود. نتایج عددی نشان می دهد که چندگانگی فضایی تاثیر بسزایی در بهبود عملکرد مدولاسیون OQAM DCO-FBMC در کانال UVLC دارد. همچنین کاربرد پیش کدر با روش پیشنهادی نیز تاثیر زیادی در بهبود عملکرد BER کانال UVLC در یک سیستم چند کاربری MISO خواهد داشت. نتایج عددی در یک سیستم UVLC با $\sigma_f^2 = 0.6$ ، $U = 2$ و $N_f = 2$ نشان می دهد که با فرض عملکرد BER مطلوب 10^{-3} ، با این روش قابلیت ارسال داده با نرخ 4Gbps در SNR حدودا 38dB برای کاربر اول و 40dB برای کاربر دوم امکان پذیر است. از طرفی این عملکرد BER برای نرخ 2Gbps در SNR حدودا 28dB برای کاربر اول و 30dB برای کاربر دوم قابل دسترس خواهد بود.

سازی شده است. همچنین عملکرد BER سیستم برای نرخ های مختلف 1Gbps، 2Gbps و 4Gbps برای هر دو کاربر بررسی شده است.



شکل (۶): عملکرد BER مدولاسیون OQAM DCO-FBMC در حضور چندگانگی فضایی در کانال زیر آب بندرگاهی با

$$\sigma_f^2 = 0.85$$



شکل (۷): عملکرد BER مدولاسیون OQAM-DCO-FBMC

کانال زیر آب بندرگاهی با $\sigma_f^2 = 0.6$ ، $U = 2$ و $N_f = 2$

برای کاهش پیچیدگی فرستنده نیز، پیش کدر با ضریب دو ($B = 2$) در نظر گرفته می شود.

نتایج شبیه سازی نشان می دهد که کاربرد پیش کدر با روش پیشنهادی برای مدولاسیون OQAM DCO-FBMC تاثیر زیادی در کاهش اثرات نامطلوب کانال نوری زیر آب خواهد داشت. با فرض عملکرد BER مطلوب 10^{-3} ، با این روش قابلیت ارسال داده با نرخ 4Gbps در SNR حدودا 38dB برای کاربر اول و 40dB برای کاربر دوم

مراجع

- 1-4.
- [15] Y.H. Song, W.C. Lu, B. Sun, Y. Hong, F.Z. Qu, J. Han, W. Zhang, J. Xu, Experimental demonstration of MIMO-ofdm underwater wireless optical communication, *Opt. Commun.* 403 (2017) 205–210.
- [16] M. V. Jamali, F. Akhouni and J. A. Salehi, "Performance Characterization of Relay-Assisted Wireless Optical CDMA Networks in Turbulent Underwater Channel," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 6, pp. 4104–4116, June 2016.
- [17] Baltar L G, Chevalier P, Renfors M, et al. Chapter 12—FBMC Channel Equalization Techniques. *Orthogonal Waveforms Filter Banks for Future Communication Systems*, 2017:299-337.
- [18] S. D. Dissanayake and J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 7, pp. 1063-1072, April, 2013.
- [19] A. H. Azhar, T. Tran and D. O'Brien, "A Gigabit/s Indoor Wireless Transmission Using MIMO-OFDM Visible-Light Communications," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 2, pp. 171-174, Jan.15, 2013.
- [20] D. Tsonev, S. Sinanovic and H. Haas, "Novel Unipolar Orthogonal Frequency Division Multiplexing (U-OFDM) for Optical Wireless," 2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama, 2012, pp. 1-5.
- [21] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 28, no. 3, pp. 92-112, May 2011.
- [22] M. Newinger, L. G. Baltar, A. L. Swindlehurst and J. A. Nossek, "MISO Broadcasting FBMC System for Highly Frequency Selective Channels," *WSA 2014; 18th International ITG Workshop on Smart Antennas*, Erlangen, Germany, 2014, pp. 1-7.
- [23] Y. Cheng, L. G. Baltar, M. Haardt and J. A. Nossek, "Precoder and equalizer design for multi-user MIMO FBMC/OQAM with highly frequency selective channels," 2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Brisbane, QLD, 2015, pp. 2429-2433.
- [24] J. Dang, Z. Zhang, L. Wu and Lin Guo, "DC and non-DC biased optical filter bank multicarrier communication for IM/DD channel," 2016 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC), Kuala Lumpur, 2016, pp. 423-429.
- [25] Behrouz Farhang-Boroujeny, "Filter Bank Multicarrier Modulation: A Waveform Candidate for 5G and Beyond", *Advances in Electrical Engineering*, vol. 2014, Article ID 482805, 25 pages, 2014.
- [26] V. Singh, M. Flanagan and B. Cardiff Singh, "On Symmetry Properties of Intrinsic Interference in FBMC-OQAM Systems", *IEEE 29th Irish Signals and Systems Conference (ISSC)*, June 2018.
- [27] Ibrahim, A., Prat, J. & Ismail, T. Asymmetrical clipping optical filter bank multi-carrier modulation scheme. *Opt Quant Electron* 53, 230 (2021).
- [28] M. Bellanger, "FBMC physical layer: A primer," *PHYDYAS FP7 Project Document*, Jan. 2010.
- [29] J. Lian, M. Noshad and M. Brandt-Pearce, "M-PAM Joint Optimal Waveform Design for Multiuser VLC Systems Over ISI Channels," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 16, pp. 3472-3480, 15 Aug.15, 2018.
- [1] Lian, J.; Gao, Y.; Wu, P.; Lian, D. Orthogonal Frequency Division Multiplexing Techniques Comparison for Underwater Optical Wireless Communication Systems. *Sensors* 2019, 19, 160.
- [2] S. Tang, Y. Dong and X. Zhang, "Impulse Response Modeling for Underwater Wireless Optical Communication Links," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 1, pp. 226-234, January 2014.
- [۳] مولوی امید، صدوق سید محمد سجاد. سیگنالینگ تفاضلی مبتنی بر بازخورد برای سیستم $FSO-2 \times 2$ تحت کانال های اتمسفری متلاطم با خطای نشانه روی. نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران. ۱۴۰۰؛ ۱۸ (۳): ۱۳۳-۱۲۱
- [۴] ولی زهرا، غلامی اصغر، عالی محمودی خدیجه. شیوه های مدل سازی کانال مخابرات نوری بی سیم زیر آب. نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران. ۱۳۹۹؛ ۱۷ (۱): ۱۵۴-۱۳۹
- [5] H. Kaushal and G. Kaddoum, "Underwater Optical Wireless Communication," in *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1518-1547, 2016.
- [6] M. Sharifzadeh, M. Ahmadi, Performance analysis of underwater wireless optical communication systems over a wide range of optical turbulence, *Opt. Commun.* 427 (2018) 609–616.
- [7] Y. Li, M. Leeson, and X. Li, "Impulse response modeling for underwater optical wireless channels," *Appl. Opt.* 57, 4815-4823 (2018).
- [8] H. Zhang and Y. Dong, "Impulse response modeling for general underwater wireless optical MIMO links," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 56-61, February 2016.
- [9] M. V. Jamali et al., "Statistical Studies of Fading in Underwater Wireless Optical Channels in the Presence of Air Bubble, Temperature, and Salinity Random Variations," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 10, pp. 4706-4723, Oct. 2018.
- [10] H. Jiang, H. Qiu, N. He, W. Popoola, Z. Ahmad and S. Rajbhandari, "Performance of Spatial Diversity DCO-OFDM in a Weak Turbulence Underwater Visible Light Communication Channel," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 8, pp. 2271-2277, 15 April15, 2020.
- [11] Lian, J.; Gao, Y.; Wu, P.; Lian, D. Orthogonal Frequency Division Multiplexing Techniques Comparison for Underwater Optical Wireless Communication Systems. *Sensors* 2019, 19, 160.
- [12] B. Noursabbaghi, G. Baghersalimi and O. Mohammadian, "Performance Evaluation of an OFDM-based Underwater Wireless Optical Communication Link by Considering Depth-Dependent Variations in Attenuation," 2019 2nd West Asian Colloquium on Optical Wireless Communications (WACOWC), Tehran, Iran, 2019, pp. 51-56.
- [13] M. Elamassie, M. Karbalayghareh, F. Miramirkhani and M. Uysal, "Adaptive DCO-OFDM for Underwater Visible Light Communications," 2019 27th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), Sivas, Turkey, 2019, pp. 1-4.
- [14] M. Khalighi, C. Gabriel, T. Hamza, S. Bourennane, P. Léon and V. Rigaud, "Underwater wireless optical communication; recent advances and remaining challenges," 2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Graz, 2014, pp.

زیر نویس ها

- ¹ Underwater Visible Light Communication (UVLC)
- ² Multi-Input Single-Output (MISO)
- ³ DC-Biased Optical Filter-Bank Multi-Carrier (DCO-FBMC)
- ⁴ Offset Quadrature Amplitude Modulation (OQAM)
- ⁵ Cyclic Prefix
- ⁶ DC-Biased Optical Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (DCO-OFDM)
- ⁷ Inter-Symbol Interference (ISI)
- ⁸ Inter-Carrier Interference (ICI)
- ⁹ Multi-Input Single-Output (MISO)
- ¹⁰ Channel State Information (CSI)
- ¹¹ Bit-Error Rate (BER)
- ¹² Multi-Input Multi-Output (MIMO)
- ¹³ Out of Band (OOB)
- ¹⁴ Field of View (FOV)
- ¹⁵ Fading Free Impulse Response (FFIR)
- ¹⁶ Combination of Exponential and Arbitrary Power Function (CEAPF)
- ¹⁷ Intensity Modulation Direct Detection (IM/DD)
- ¹⁸ Poly-Phase Network (PPN)

