www.onlinedoctranslator.com - naisreP ot hsilgnE morf detalsnarT

telecom

MDPI

مقاله

سیستم‌های ارتباطی تغییر کلیدینگ آشوبی دیفرانسیلی دوسویه کدگذاری شده‌ی قطبی برای کانال‌های صوتی زیرآبی

علی‌جابر العسکری[۱،*،†] فاضل صاحب حسن[۲،†] ویاسر عطا یاسین[۱،†]

[۱] گروه‌تکنیک های مهندسی اتوماسیون و کنترل، دانشکده فنی مهندسی برق، دانشگاه فنی میانه، بغداد ۳۲۰۰۱، عراق؛ yasser.atta76@mtu.edu.iq

[۲] گروه‌مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه مستنصریه، بغداد ۱۰۰۵۲، عراق؛ fadel_sahib@uomustansiriyah.edu.iq

* مکاتبات:a.alaskery@mtu.edu.iq ; تلفن: +964-7817569229 این

† نویسندگان‌به طور مساوی در این کار مشارکت داشته اند.

چکیده:کانال آکوستیک زیر آب (UWA) باعث تأخیرهای انتشار زیادی می شود و نرخ خطای بیت (BER) سیستم های ارتباطی‌بی سیم را کاهش می دهد. توزیع t توزیع بهینه برای انجام نویز UWA است. در این مطالعه، ارتباط کلیدزنی تغییر آشوب‌تفاضلی قطبی کد شده (DCSK) و کلیدزنی تغییر آشوب متعامد (QCSK) با نویز UWA در نظر گرفته شده است. ابتدا،ما یک PDF برای کانال نویز UWA پیشنهاد کرده ایم و بر اساس این PDF، BER نظری استخراج شده است. دوم، عملکردکدگذاری قطبی برای نشان دادن بهبود عملکرد BER در مقایسه با سیستم UWA بدون کد با استفاده از شبیه سازی های‌مونت کارلو تعیین شده است. نتایج تجربی ثابت می کند که نزدیکترین مدلی که برای کانال UWA قابل اجرااست، توزیع t با پنج و شش درجه آزادی است. فرمول های BER سیستم های پیشنهادی استخراج و با نتایج شبیه سازی‌مقایسه شده اند. نتایج، بهبود عملکرد سیستم های مدولاسیون آشوبی با کد قطبی را نسبت به سیستم های بدون‌کد در کانال های UWA تأیید می کند.

کلمات‌کلیدی:؛ آکوستیک زیر آب؛ سیستم های کدگذاری قطبیQCSK؛ DCSK

check for updates

استناد:العسکری، ع. حسن، ف.اس. یاسین،YA با کد قطبی سیستم های‌ارتباطی کلیدزنی شیفت دیفرانسیلی/مربعی آشوب برای کانال های آکوستیک‌زیر آب. *مخابرات*۲۰۲۴،۵، 10.3390/ telecom5020024 ، ۴۷۶–۴۸۶. https://doi.org

ویراستارعلمی: ماریو ای. ریورو-آنجلز

دریافت:۱۱ مه ۲۰۲۴
اصلاح شده:۳۰ مه ۲۰۲۴
پذیرفته شده:۱۲ ژوئن ۲۰۲۴
منتشرشده:۱۸ ژوئن ۲۰۲۴

حق‌نشر:© ۲۰۲۴ توسط نویسندگان. دارنده مجوزMDPI، بازل، سوئیس. این‌مقاله یک مقاله با دسترسی آزاد است تیکل که‌تحت شرایط مجوز)/licenses/b 4.0/ و BY( )http creativecommons.org آن‌ها Creative Comm Attribution)CC ها: // توزیع‌شده است. ی/

۱.مقدمه

باتوجه به کاربردهای کانال های آکوستیک زیر آب (UWA) در حوزه های نظامی و غیرنظامی، مطالعه ویژگی هاو عملکرد آنها بسیار مهم است.۱کانال های UWA با تداخل چندمسیره شدید، شیفت داپلر بالا، محوشدگی‌قوی، نرخ داده پایین و پهنای باند محدود مشخص می شوند [۲–۴]تابع چگالی احتمال (PDF) این کانال‌دارای یک دنباله پهن با رفتار ضربه ای است که با تابع چگالی احتمال گاوسی متفاوت است و همین امر باعث‌می شود توزیع t برای مدل سازی این کانال راحت تر باشد [۵–۸].

تکنیک های‌یادگیری عمیق و مدولاسیون با کدگذاری کانال به طور گسترده برای بهبود نرخ خطای بیت (BER) در این کانال ها مورد بررسی قرار گرفته اند. یک کانال ارتباطی آماری UWA در [] پیشنهاد شده است.[۹] ،که در آن اثرات کوچک و بزرگ جابجایی های تصادفی محلی مورد بحث قرار گرفت. اجزای بهره بزرگ و میکروچندمسیره‌در مدل گنجانده شده اند که اعوجاج گاوسی پیچیده ای ایجاد می کنند. یک مدل محاسباتی کارآمدبرای شبیه سازی عددی کانال از طریق ارزیابی تحلیلی خواص همبستگی زمانی و همبستگی فرکانسی توسعه‌داده شد. توابع نوع بسلت، تغییرات اضافی ناشی از حرکت و جابجایی های سطحی را توصیف می کنند.یک مدل مناسب برای کل انرژی یا بهره، که به طور متوسط در مقیاس های کوچک محاسبه شده است،توزیع لگاریتمی نرمال است. دقت مدل در نمایش توزیع تلفات انتقال و بهره های مسیر کوتاه مدت از طریق‌اعتبارسنجی با استفاده از داده های واقعی از آزمایش ها تأیید شده است. از تلفات لگاریتمی برای توصیف‌تلفات انتقال در مقیاس بزرگ استفاده شده است.

یک‌تکنیک جدید ارتباط صوتی طیف گسترده آشوبی در [ارائه شده است.[۱۰]، با استفاده از سیگنال آشوبناک‌یک سیستم دینامیکی ترکیبی به عنوان یک دنباله طیف گسترده.

انتشارچندگانه و نویز از طریق اعمال یک فیلتر تطبیق یافته آشوبی مربوطه کاهش یافته است. این تکنیک، برخلاف‌ارتباطات صوتی مرسوم، نیاز به فناوری های پیچیده مدولاسیون-دمدولاسیون و اکولایزر کانال را از بین‌برده است. طبق نتایج شبیه سازی، رویکرد پیشنهادی به نرخ خطای تخمین (BER) پایین تری نسبت به برخی‌از روش های دیگر که در حال حاضر استفاده می شوند، دست یافته است.

همانطورکه در [نشان داده شده است]، از مشخصه متعامد کد والش برای ترکیب تراشه های مرجع آشوبناک‌و تراشه های حامل اطلاعات در واحد زمان/فرکانس یکسان استفاده شد.[۱۱]. یک جایگذار تغییر چرخه ای‌برای بهره برداری از تنوع فرکانسی در تراشه ها به کار گرفته شد. BER سیستم تحت کانال های گاوسی‌و کانال های محوشدگی چندمسیره ریلی از طریق شبیه سازی تجزیه و تحلیل و اعتبارسنجی شد. راندمان‌طیفی سیستم پیشنهادی با سایر سیستم های ارتباطی مبتنی بر آشوب مقایسه شد. این مطالعه همچنین‌عملکرد BER را تحت کانال های UWA ارزیابی کرد و آن را با طیف های گسترده توالی مستقیم (SS(MC سنتی و سیستم های کلیدزنی تغییر آشوب دیفرانسیلی (DCSK(MC مبتنی بر مالتی پلکسینگ تقسیم‌فرکانس متعامد (OFDM) مقایسه کرد. نتایج شبیه سازی، قدرت سیستم را تحت کانال های UWA متغیربا زمان تأیید کرد.

یک‌راهنمای مختصر برای شبیه سازی کانال های UWA در [ارائه شده است.[۱۲]، با تأکید بر مدل سازی‌شبکه. روشی متعادل ارائه شد که سهولت مدل سازی خودکار با سیستم هایی مانند سیستم شبیه سازی‌اقیانوس جهانی (WOSS) را با سازگاری مدل سازی کانال سطح پایین از طریق ردیابی پرتو ترکیب می کند.یک کد شبیه سازی MATLAB که با BELLHOP برای تولید داده های کانال برای شبیه سازی های شبکه‌آکوستیک زیر آب (UAN) ارتباط برقرار می کند، در این آموزش گنجانده شده است. این تحقیق شامل یک‌مطالعه موردی برای هر یک از دو روش برای گنجاندن این داده ها در شبیه سازی های شبکه بود: (1) وارد کردن‌مستقیم آنها به عنوان یک جدول جستجو و (2) استفاده از آنها برای ساخت یک مدل کانال آماری. هدف اصلی‌این مقاله ارائه یک ابزار مدل سازی مفید و منبع یادگیری به محققان پروتکل UAN بود. بینش های رویکردمدل سازی کانال آماری، پتانسیل آن را به عنوان ابزاری قابل اعتماد برای تحقیقات آینده UAN برجسته می کند.

مطالعه ای‌بر روی شبکه های حسگر بی سیم زیر آب (UWSN) در [] انجام شد.[۱۳]با شبیه سازی ظرفیت کانال‌مطابق با دما و شوری آب. نتیجه، تأثیر معیارهای مختلف مانند آب و هوا، محیط و دما را بر ویژگی های کانال‌نشان داد. الگوریتمی که از یادگیری ماشین با پیش بینی کیفیت استفاده می کند، در [] پیشنهاد شده است.[۱۴]برای شبکه های UWA. از یک الگوریتم رگرسیون لجستیک (LR) برای پیش بینی BER بین فرستنده و گیرنده‌استفاده شد. این پیش بینی شامل نسبت سیگنال به نویز (SNR)، دما و سرعت باد، علاوه بر چندین عامل‌محیطی است. در نتیجه، انرژی مصرفی کاهش یافت و این روش با آزمایش های عملی در دریاچه فورونگ‌اعتبارسنجی شد.

الگوریتمی‌که از سیستم های OFDM در کانال های UWA با تخمین کانال مشترک و کاهش نویز ضربه ای‌استفاده می کند، در [] پیشنهاد شده است.[۱۵]، که یادگیری بیزی پراکنده را با فیلتر کالمن ترکیب می کند.الگوریتم پیشنهادی، زیرحامل ها را با استفاده از الگوریتم SBL و فیلتر کالمن ادغام می کند تا به طور مشترک‌کانال های متغیر با زمان را تخمین بزند، داده ها را شناسایی کند و کارایی را افزایش دهد. برای اعتبارسنجی‌این الگوریتم، آزمایش هایی در رودخانه سوان در استرالیا برای جمع آوری داده ها انجام شد و نتایج،بهبود از نظر BER و نرخ خطای فریم را نشان داد.

برای‌دستیابی به نرخ داده بالاتر و عملکرد BER بهبود یافته، سیستمی در [] معرفی شده است.[۱۶]که از نگاشت‌بیت های اضافی به طول شیفت چرخه ای توالی های روی هم قرار گرفته در شاخه های هم فاز/ متعامداستفاده می کند. از طریق شبیه سازی و آزمایش میدانی، اثربخشی سیستم در محیط های انتقال UWA متغیر با زمان نشان داده شد. این سیستم همچنین از نظر تئوری برای BER روی یک کانال نویز سفید گاوسی(AWGN) افزایشی مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفت.

دراین مقاله، بررسی سیستم های ارتباطی DCSK با کد قطبی برای کانال های UWA با فرض توزیع t با پنج‌و شش درجه آزادی انجام می شود. این بررسی با پیشنهاد یک PDF برای توزیع نویز و تأیید دقت آن با استفاده‌از روش نیکویی برازش آغاز می شود؛ سپس، نتیجه برای استخراج یک BER نظری استفاده می شود وبا نتیجه حاصل از شبیه سازی مونت کارلو مقایسه می شود. سپس، سیستم با کد قطبی بررسی می شود تا بهبودBER در مقایسه با ... نشان داده شود.

عملکردبدون کد. این کار به شرح زیر سازماندهی شده است: در بخش۳مدل کانال برای UWA ارائه شده است،بخش۲کد قطبی و نحوه ی به کارگیری آن در سیستم پیشنهادی را ارائه می دهد، بخش۴مدل های سیستمDCSK و QCSK را برای UWA، بخش نشان می دهد.۵شامل تحلیل BER، بخش۶شبیه سازی و نتایج راارائه می دهد، بخش۷ نتایج را مورد بحث قرار می دهد، و این مقاله در بخش نتیجه گیری شده است۸.

۲.کد قطبی

یک‌کد کنترل خطا با لغو متوالی که به ظرفیت نزدیک می شود، بر اساس [] پیاده سازی شده است.۱۷دو نتیجه‌متمایز ظاهر می شود، کانال های بی نویز و کانال های تقریباً کاملاً نویزی، زیرا طول کلمه کد M با M کانال‌قطبی شده به بی نهایت نزدیک می شود. بیت های اطلاعات در طول فرآیند رمزگذاری در کانال هایی با نویزخالص اختصاص داده می شوند،

درحالی که بیت های منجمد از طریق کانال های بی صدا منتقل می شوند. بردار اطلاعات

$x_1^M = (x_1, x_2, \ldots, x_M)$ نشان دهنده اطلاعات l بیتی است $x_{الف}$ و تکه های باقی مانده منجمد شده اند و به‌عنوان نشان داده شده است $x_{الف}$، بار=جی m به عنوان نرخ کدگذاری. کلمه کد به شکل زیر است:

$$x_1^M = x_1^M G_M = x_1^M B_M F_2^{\otimes m} \tag{1}$$

کجاجی m، ب m وف $\otimes$ متر نشان دهنده ماتریس مولد، ماتریس جایگشت معکوس بیت ومترتوان کرونکر ازف۲به ترتیب.ف۲نشان دهنده ماتریس هسته است، یعنی:

$$F_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{2}$$

درگیرنده، رمزگشای لغو متوالی (SC) تولید می کند x_m ۱به صورت تخمینی x_1^M با مشاهده $(y_1^M, x_1, x_{الف}, \ldots, x_{M-1})$؛نسبت درستنمایی (LR) $L_M^{(i)}(y_1^M, x_1^{i-1})$ را می توان از طریق محاسبه کرد

$$L_M^{(i)}\left(y_1^M, \hat{x}_1^{i-1}\right) = \frac{W_M^{(i)}\left(y_1^M, \hat{x}_1^{i-1} \mid 0\right)}{W_M^{(i)}\left(y_1^M, \hat{x}_1^{i-1} \mid 1\right)} \tag{3}$$

کجا $W_M^{(i)}(y_1^M, x_1^{i-1} \mid x_i)$ / γ احتمال نویزی است که γ ۰ یا ۱ است. تصمیم این است

$$\hat{x}_i = \begin{cases} x_i, & i \in A^c \\ h_i\left(y_1^M, \hat{x}_1^{i-1}\right), & i \in A \end{cases} \quad (i = 1, 2, 3, \ldots, M) \tag{4}$$

and

$$h_i\left(y_1^M, \hat{x}_1^{i-1}\right) = \begin{cases} 0, & L_M^{(i)}\left(y_1^M, \hat{x}_1^{i-1}\right) \geq 1 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{5}$$

کجاح $_m$ نشان دهنده توابع تصمیم گیری است که به تمام عناصر تصمیم گیری (DE) بعدی ارسال می شوند.

محاسبهLR بر اساس فرمول های بازگشتی به صورت زیر ارائه می شود:

$$L_M^{(2i-1)}\left(y_1^M, \hat{x}_1^{2i-2}\right) = f\left(L_{M/2}^{(i)}\left(y_1^{M/2}, \hat{x}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{x}_{1,e}^{2i-2}\right), L_{M/2}^{(i)}\left(y_{M/2+1}^M, \hat{x}_{1,e}^{2i-2}\right)\right) \tag{6}$$

$$L_M^{(2i)}\left(y_1^M, \hat{x}_1^{2i-1}\right) = g\left(L_{M/2}^{(i)}\left(y_1^{M/2}, \hat{x}_{1,o}^{2i-2} \oplus \hat{x}_{1,e}^{2i-2}\right), L_{M/2}^{(i)}\left(y_{M/2+1}^M, \hat{x}_{1,e}^{2i-2}\right), \hat{x}_{2i-1}\right) \tag{7}$$

$$f(a, b) = \frac{1 + ab}{a + b} \tag{8}$$

$$g(a, b, \hat{x}_{sum}) = a^{1-2\hat{x}_{sum}} b \tag{9}$$

a, b and $\hat{x}_{sum}$ are defined as follows

$$a = L_{M/2}^{(i)}(y_1^{M/2}, \hat{x}_{1,0}^{2i-2} \oplus \hat{x}_{1,e}^{2i-2}) \tag{10}$$

$$b = L_{M/2}^{(i)}(y_{M/2+1}^{M}, \hat{x}_{1,e}^{2i-2}) \quad (11)$$

$$\hat{x}_{sum} = \hat{x}_{2i-1} \quad (12)$$

۳.مدل های کانال و نویز UWA

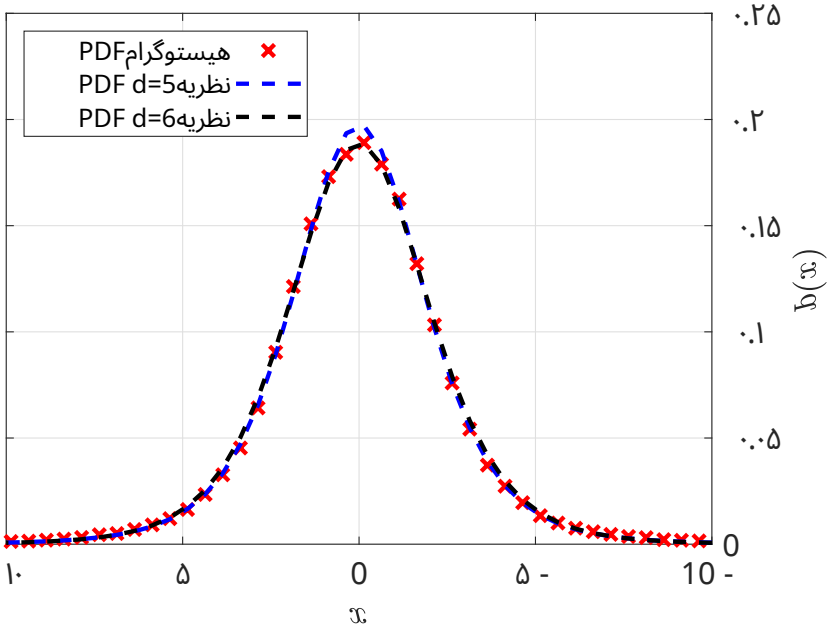
دراین بخش، مدل های کانال برای سیستم UWA که توسط اثر نویز نشان داده شده اند، با استفاده از شبیه سازی هایMATLAB R2023b برای نشان دادن ویژگی های تطبیق نشان داده خواهند شد. مدل سازی نویزUWA بر اساس [] انجام می شود.[۴]با استفاده از ابزار برازش MATLAB، در حالی که نویز در عمق 4 تا 12 متراندازه گیری می شود. تابع هیستوگرام MATLAB بر روی مدل نویز در گیرنده اعمال شده و با PDF های مختلف‌با توزیع t مقایسه می شود، یعنی [۴]،

$$f_r(x,d) = \frac{\Gamma\left[\frac{d+1}{2}\right]}{\sigma\sqrt{\pi(d-2)}\Gamma\left(\frac{d}{2}\right)}\left(1+\frac{x^2}{\sigma^2(d-2)}\right)^{-\frac{d+1}{2}} \quad (13)$$

که‌در آن $\Gamma(\cdot)$تابع گاما است،*سیگما*انحراف معیار است،ددرجه آزادی برای تابع توزیع t است و*ایکس*متغیر تصادفی‌است. نزدیکترین مدلی که برای این مدل قابل استفاده است، توزیع t با پنج و شش درجه آزادی است،یعنی:

$$\left.\begin{aligned} f_r(x,5) &= \frac{0.49}{\sigma}\left(1+\frac{(x+\mu)^2}{3\sigma^2}\right)^{-3} \\ f_r(x,6) &= \frac{0.46875}{\sigma}\left(1+\frac{(x+\mu)^2}{4\sigma^2}\right)^{-3.5} \end{aligned}\right\} \quad (14)$$

نمودارهیستوگرام مدل نویز در مقابل معادله (۱۴) در شکل نشان داده شده است۱که تطابق نزدیک بین دونمودار را نشان می دهد. علاوه بر این، برای تأیید تطابق نزدیک بین این نمودارها، از آزمون نیکویی برازش کولموگروف-اسمیرنوف (KS) استفاده شد [۱۸–۲۰] در سطح معنی داری ۵٪ استفاده می شود. نتیجه آزمون ۰ بودکه نشان می دهد دو نمونه به هم نزدیک هستند و نمی توان آنها را رد کرد، به خصوص در درجه آزادی شش.



شکل۱.کام مقایسه‌هیستوگرام ازمدل نویز باتی– توزیع در پنج و شش درجه ازآزادی.

۴.سیستم های ارتباطی DCSK و QCSK برای UWA

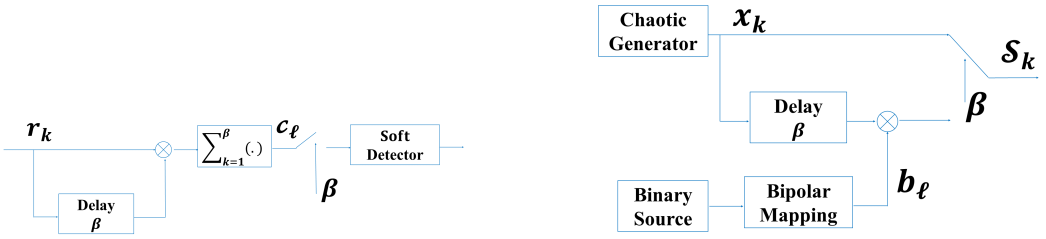
شکل۲بلوک فرستنده و گیرنده یک سیستم DCSK را نشان می دهد. در ابتدا،ل‌داده ورودی ام به نماد نگاشت‌می شودب‌ل∈۱؛ سپس، سیگنال فرستنده DCSKس‌ک‌برای اولین داده ورودی که توسط [داده شده است۲۱]:

$$S_k = \begin{cases} x_k & k = 1.\cdots,\beta \\ b_1 x_{k-\beta} & k = \beta+1,\cdots,2\beta \end{cases} \tag{15}$$

که‌در آن ۲بتا‌نشان دهنده ضریب پخش است. در گیرنده، خروجی همبسته ساز نشان دهنده متغیر تصمیم گیرنده‌است،ل‌بیت هفتم،جل،که به صورت زیر بیان می شود:

$$c_l = \sum_{k=1}^{\beta} r_k \cdot r_{k+\beta} \tag{16}$$

کجارک‌دنباله دریافتی است. در اینجا، نیازی به عبور متغیر تصمیم از آستانه گذاری نداریم زیرا خروجی همبسته سازمستقیماً‌به رمزگشای قطبی متصل است.



(الف) فرستنده **(ب)** گیرنده

شکل۲.سیستم فرستنده و گیرنده DCSK پیشنهادی.

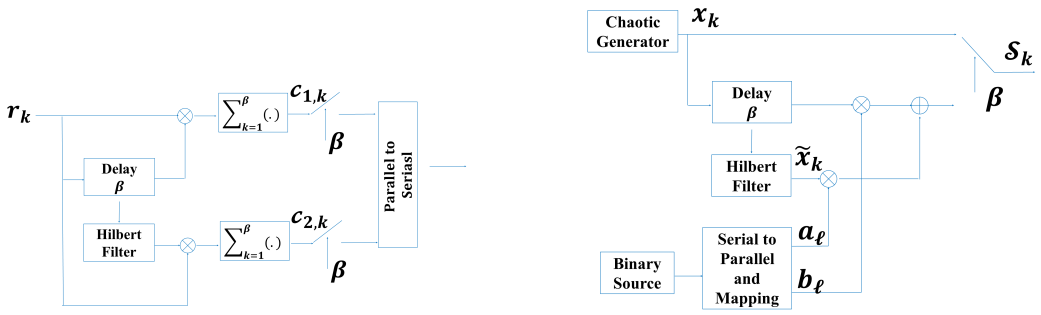
شکل۳بلوک فرستنده و گیرنده سیستم QCSK را نشان می دهد. در ابتدا،ل‌دو نماد موازی‌الف‌ل،ب‌ل∈۱ به‌ترتیب در دنباله آشوبی مرجع و تبدیل هیلبرت دنباله آشوبی مرجع ضرب می شوند. پس از آن، دو دنباله ضرب‌شده با هم جمع شده و با استفاده از همان سناریو برای سیستم DCSK مدوله می شوند. سیگنال فرستنده‌QCSKس‌ک‌برای دو داده ورودی اول، رابطه زیر برقرار است [۲۲]:

$$S_k = \begin{cases} x_k, & k = 1,\cdots,\beta \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 x_{k-\beta} + b_1 \tilde{x}_{k-\beta}), & k = \beta+1,\cdots,2\beta \end{cases} \tag{17}$$

کجا‌ایکس‌ک‌تبدیل هیلبرت‌ِ‌است.ایکس‌ک‌سیگنال. در گیرنده، دو خروجی همبسته سازها نشان دهنده متغیرهای‌تصمیم گیری هستندج۱،ل‌وج۲،ل،که به صورت زیر بیان می شوند:

$$\begin{aligned} c_{1,l} &= \sum_{k=1}^{\beta} r_k \cdot r_{k+\beta} \\ c_{2,l} &= \sum_{k=1}^{\beta} \tilde{r}_k \cdot r_{k+\beta} \end{aligned} \tag{18}$$

کجارک‌تبدیل هیلبرت دنباله دریافتی است‌رک‌مشابه سیستم DCSK، نیازی به عبور متغیر تصمیم از آستانه گذاری‌نیست زیرا خروجی همبسته ساز مستقیماً‌به رمزگشای قطبی متصل است.



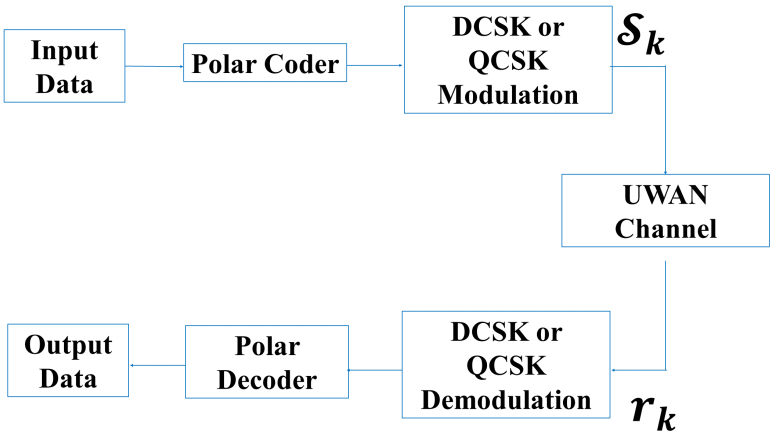
(الف) فرستنده **(ب)** گیرنده

شکل۳.سیستم فرستنده و گیرنده QCSK پیشنهادی.

شکل۴شکل دیاگرام شماتیک سیستم آکوستیک زیر آب (UWAS) را با استفاده از یک سیستم مدولاسیون‌آشوب دیفرانسیلی نشان می دهد. داده های ورودی با استفاده از یک کدگذار قطبی کدگذاری می شوندو سپس مدولاسیون DCSK یا QCSK برای تولید سیگنال ارسالی UWA به کار گرفته می شود. در گیرنده،سیگنال ارسالی با سیگنال نویز که متعلق به توزیع t است، همانطور که در (2) توضیح داده شده است (در اینجا، فقط سیگنال نویز در نظر گرفته شده است)، جمع می شود. سیگنال دریافتی تحت کانال UWAN رامی توان به صورت زیر بیان کرد:

$$r_k = S_k + n_k \tag{19}$$

کجان‌ک‌سیگنال نویزی است که از توزیع t با میانگین و واریانس صفر پیروی می کند.ن0/2. پس از آن، دمدولاسیون‌آشوب دیفرانسیلی با یک خروجی نرم به کار گرفته می شود و برای بازیابی بیت های داده اصلی به‌رمزگشای قطبی اعمال می شود.



شکل۴..مبتنی بر مدولاسیون آشوب دیفرانسیلی UWAS

۵.تحلیل BER سیستم های DCSK و QCSK تحت کانال UWA

دراین بخش، فرمول های BER سیستم های DCSK و QCSK برای مدل UWA با استفاده از توزیع نویز دربخش ... استخراج می شوند.۳برای سیستم DCSK، پس از جایگزینی (۱۵) و (۱۹) در (۱۶) و با فرض‌ب‌ل= +۱، خروجی‌همبسته ساز که با نشان داده شده است‌جل

رامی توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} c_l &= \sum_{k=1}^{\beta}(x_k + n_k)\cdot(x_k + n_{k+\beta}) \\ &= \sum_{k=1}^{\beta} x_k^2 + 2\sum_{k=1}^{\beta} n_k \cdot x_k + \sum_{k=1}^{\beta} n_k \cdot n_{k+\beta} \end{aligned} \tag{20}$$

میانگین‌میکرواو واریانس‌سیگما۲ ۱مقادیرجل‌با استفاده از محاسبه می شوند

$$\mu_1 = E(c_l) = \beta E(x_k^2) \tag{21}$$

$$\sigma_1^2 = V(c_l) = 2\beta \cdot E(x_k^2)\frac{N_0}{2} + \frac{1}{4}\beta \cdot N_0^2 \tag{22}$$

ک= ک

۲بتای(ایکس ک) ، آنگاه مقادیر میانگین و واریانس بر حسب ای ب را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\mu_1 = E_b/2,$$
$$\sigma_1^2 = E_b \cdot \frac{N_0}{2} + \frac{1}{4}\beta \cdot N_0^2 \tag{23}$$

به‌طور مشابه، برای QCSK، و با فرض الف ل، ب ل= +۱، متغیر تصمیم ج۱،ل در (۱۸) بر حسب (بازنویسی می شود.۱۷) و (۱۹) به عنوان

$$c_{1,l} = \sum_{k=1}^{\beta}(x_k + n_k)(\frac{1}{\sqrt{2}}(x_k + \tilde{x}_k) + n_{k+\beta})$$
$$= \frac{1}{\sqrt{2}}\sum_{k=1}^{\beta} x_k^2 + \frac{1}{\sqrt{2}}\sum_{k=1}^{\beta} x_k\tilde{x}_k + \sum_{k=1}^{\beta} x_k n_{k+\beta} + \frac{1}{\sqrt{2}}\sum_{k=1}^{\beta} n_k x_k + \frac{1}{\sqrt{2}}\sum_{k=1}^{\beta} n_k\tilde{x}_k + \sum_{k=1}^{\beta} n_k n_{k+\beta} \tag{24}$$

باتوجه به تعامد، عبارت دوم در (۲۴صفر است (۱ $\sum_{k=1}^{\beta}$ ای ب ایکس ایکس تیلدا ای معنی،میکرو۲، ووواریانس،سیگما۲ ۲، مقادیرج۱،ل به صورت زیر بیان می شوند:

$$\mu_2 = E(c_{1,l}) = \frac{1}{\sqrt{2}}\beta E(x_k^2) \tag{25}$$

$$\sigma_2^2 = V(c_{1,l}) = 2\beta \cdot E(x_k^2)\frac{N_0}{2} + \frac{1}{4}\beta \cdot N_0^2 \tag{26}$$

معادلات(۲۵) و (۲۶) بر حسب بازنویسی می شوند ای ب= $\sum_{k=1}^{\beta}$ ایکس۲ ک= تیلدای(ایکس۲ ک) به عنوان

$$\mu_2 = E_b/\sqrt{2}$$
$$\sigma_2^2 = E_b \cdot N_0 + \frac{1}{4}\beta \cdot N_0^2 \tag{27}$$

معادله(۲۷) برای متغیر تصمیم معتبر است ج۲،ل.از (۲۳) و (۱۴) ، فرمول BER سیستم DCSK را می توان برای‌هر دو درجه آزادی به گونه ای بدست آورد که

$$P_e^5 = \int_0^{\infty} \frac{0.49}{\sigma}\left(1 + \frac{(x+\mu)^2}{3\sigma^2}\right)^{-3} dx$$
$$= 0.5 - \frac{0.55125\sigma\mu(\mu^2 + 5\sigma^2)}{(\mu^2 + 3\sigma^2)^2} - 0.318264\tan^{-1}(\frac{\mu}{\sqrt{3}\sigma}) \tag{28}$$

$$P_e^6 = \int_0^{\infty} \frac{0.46875}{\sigma}\left(1 + \frac{(x+\mu)^2}{3\sigma^2}\right)^{-3.5} dx$$
$$= 0.5 - \frac{0.015625\mu(\mu^4 + 10\mu^2\sigma^2 + 30\sigma^4)}{(0.25\mu^2 + \sigma^2)^{2.5}} \tag{29}$$

Similarly, for the QCSK, the BER formula can be written as

$$P_e^5 = 1 - \frac{1.1025\sigma\mu(\mu^2 + 5\sigma^2)}{(\mu^2 + 3\sigma^2)^2} - 0.6365\tan^{-1}(\frac{\mu}{\sqrt{3}\sigma})$$
$$P_e^6 = 1 - \frac{0.03125\mu(\mu^4 + 10\mu^2\sigma^2 + 30\sigma^4)}{(0.25\mu^2 + \sigma^2)^{2.5}} \tag{30}$$

۶.شبیه سازی و نتایج

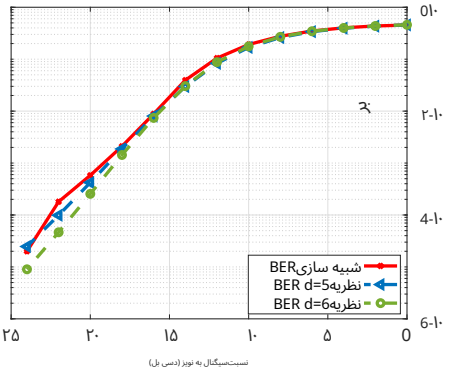
دراین بخش، شبیه سازی های سیستم پیشنهادی به همراه نتایج نظری با استفاده از MATLAB 2023 ارائه‌خواهد شد. سپس، نتایج در بخش بعدی برای نشان دادن دقت عملکرد مورد بحث قرار خواهند گرفت.

۷.بحث

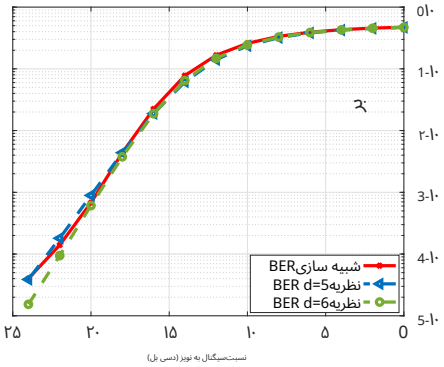
براساس BER مشتق شده در بخش۵، شبیه سازی در شکل۵عملکرد سیستم های DCSK با مقادیر بتای ۱۲۸و ۲۵۶ را نشان می دهد. نتایج تطابق نزدیکی با BER مشتق شده از معادلات () نشان می دهند.۲۸) و (۲۹) ،که ثابت می کند که PDF پیشنهادی و BER نظری می توانند برای توصیف عملکرد استفاده شوند.

به‌طور مشابه، شکل۶نشان می دهد که سیستم های QCSK با مقادیر بتای ۱۲۸ و ۲۵۶ چقدر خوب عمل می کنند.نتایج، تطابق قوی با BER مشتق شده از معادله () را نشان می دهند.۳۰)، که کاربردپذیری هر دو BER نظری‌و PDF پیشنهادی را در توصیف عملکرد اثبات می کند.

نتیجه‌نمایش داده شده در شکل ها۷و۸شکل عملکرد سیستم های DCSK و QCSK کدگذاری شده قطبی رابرای مقادیر بتای مختلف و برای نرخ های مختلف نشان می دهد. بسته به نرخ های کدگذاری پیشنهادی، بهبودعملکرد بین بالاترین و پایین ترین نرخ ها برای هر دو مدولاسیون بیش از 5 دسی بل بود. علاوه بر این، مقایسه‌نتایج سیستم کدگذاری شده و سیستم های کدگذاری نشده، توانایی کدهای قطبی را در دستیابی به بهبودعملکرد بیش از 8 دسی بل در SNR در کمترین نرخ کدگذاری و 14 دسی بل در بالاترین نرخ در BER = 10 نشان‌می دهد.-۳، که می تواند در این نوع کانال ها یک چالش باشد.

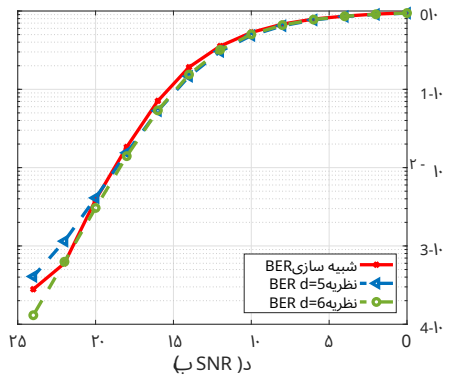


(**الف**با DCSK)*بتا*= ۱۲۸

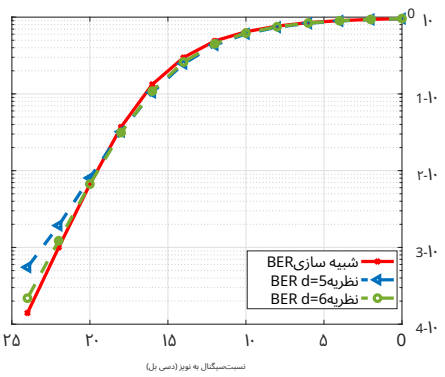


(**ب**با DCSK)*بتا*= ۲۵۶

شکل۵ . عملکردDCSK چادر– توزیع ریلی‌رآب استفاده شده کانالr در مقایسه با معادلات (۲۸) الف(۲۹) فیا*بتا*= ۱۲۸ و ۲۵ ب. ۶.

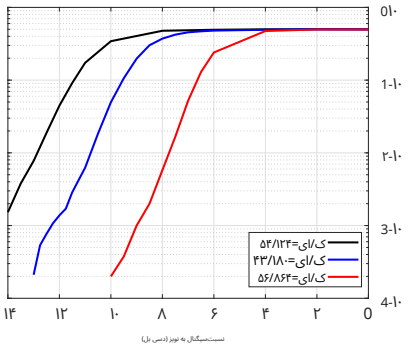


(**الف**با QCSK)*بتا* =۱۲۸

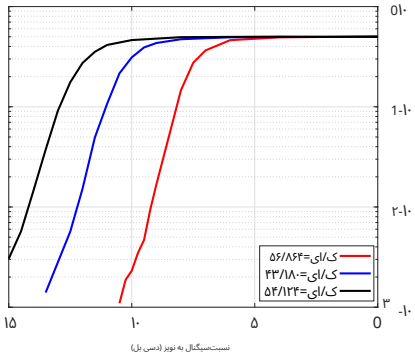


(**ب**با QCSK)*بتا*= ۲۵۶ کانال در مقایسه با

شکل۶ . اجرایQCSK زیادر– توزیع من‌رداستفاده فرتوزیرآب ر معادله(۳۰) برای*بتا*= ۱ ۸۲ و۲۵۶.

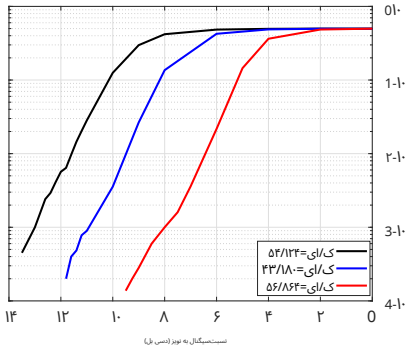


(**الف**با کد قطبی DCSK)*بتا*= ۱۲۸

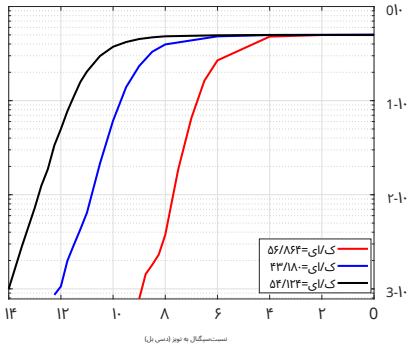


(**ب**با کد قطبی DCSK)*بتا*= ۲۵۶

شکل۷.عملکرد DCSK با کدگذاری قطبی با–کانال زیر آب توزیع شده و برای*بتا*= ۱۲۸ و ۲۵۶.



(**الف**با کد قطبی QCSK)*بتا*= ۱۲۸



(**ب**با کد قطبی QCSK)*بتا*= ۲۵۶

شکل۸.عملکرد QCSK با کدگذاری قطبی با–کانال زیر آب توزیع شده و برای*بتا*= ۱۲۸ و ۲۵۶.

۸.نتیجه گیری

دراین مقاله، DCSK با کد قطبی و QCSK با کد قطبی در کانال های نویزی زیر آب مورد تجزیه و تحلیل و شبیه سازی‌قرار گرفته اند. فرمول های BER برای سیستم های DCSK و QCSK در یک کانال نویز UWA استخراج‌و با نتایج شبیه سازی مقایسه شده اند. آزمایش ای‌نزدیک هل‌ام مدلی‌که هست قابل‌اجرا تکانال‌نویز UWA همان است دوبارەنتایج‌روابط عمومی آیاآن را دارید؟ ترد-ایزتریبی‌تیون‌با فی وی‌و شش‌ن درجه های f رآزادی.من جمع n، ترکیب کد قطبی دبلیو با دی‌سیستم CSK متردارد ای‌ابی روشنایی‌به اچ آی وی ای‌پرفورم پیشرفت های‌قابل توجه حدود ۸، ۱۱ الف۱۴ دسی بل درSNR درBER = ۱۰ ⁻ ۳برای کدی ن‌نرخ های g به‌ترتیب 0 435، 0.239 و 0.065 دبلیو که ن چالش‌برانگیز باشد ن‌در یو واشنگتن نویزچا ن ایلز.

القوشرکت‌ثور **مشارکت ها:** مفهوم توالیز انجمن‌هوانوردی هند (AJA) .-الف.و ف.س. ح.؛روش شناسی، AJA-A. و FSH؛ هاکنرم افزار، الفجا-آ. یک د هورمون‌محرک فولیکول‌وانتی والی‌د ایونینگ،بله ی،آجا-آ. وFSH؛ تحلیل رسمی، AJA-A. الف هورمون محرک فولیکولی (فتحقیق‌و تفحص ن،یا ی؛تحقیق منابع،یانا ی; داده جاری یوتن،AJA-A. و FSH؛ نوشتن— یا دکتراصلی آماده‌سازی پس از ای،یا ی.الف. و .JA-A فـش؛نویسندگی گرم بررسی و ویرایش، AJA-A. و فـسح.؛ ویسو آلیزیشن،ای جی الف.-الف. الف ند فـسرپرست ;SH هیلون،FSH؛ مدیریت‌پروژه، YAY؛ بودجه آکـبازجویی هورا،ای جی الفـالف. آن د افـاس ح همه‌نویسندگان هاخوانده‌اند وبا نسخه منتشر شده موافقت کرد ام ای‌مانوس جـاره‌کردن

فتیوافتن: ترتحقیقات‌او دریافت د نه ه صندوق‌خارجی صوئی.

دیآتااویل **حالت‌توانایی متیرودی:** دیآتا دیلیوبدساخته شده است الفوجوددر رسوارکاری

سلیرگیری ها علاقه:تی ح‌مجوزالکترونیکی ای‌ویس دی اعلام‌عدم همکاری فل‌ناوری‌اطلاعات و ارتباطات مورد هتل.

اختصارات

دراین دست نوشته از اختصارات زیر استفاده شده است:

دانشگاه‌وستن استرالیا (WA)	آکوستیک‌زیر آب
اس ان آر	نسبت‌سیگنال به نویز
بر	نرخ‌خطای بیت
دی‌سی اس کی	کلیدزنی‌شیفت آشوب دیفرانسیلی
کیوسی اس کی	کلیدزنی‌شیفت آشوب تربیعی تابع
پی‌دی اف	چگالی‌احتمال

منابع

۱.شعَمْری، آریزونا؛ العبوسی، وای وای؛ خمیس، ان اچ. ویژگی های نویز صوتی زیر آب در آب های کم عمق در دریاهای گرمسیری. در مجموعه مقالات کنفرانس بین المللی‌مهندسی کامپیوتر و ارتباطات، کوالالامپور، مالزی، ۲۳-۲۵ سپتامبر ۲۰۱۴. [کراس رف]

۲.چن، پ.؛ رانگ، ی.؛ نوردهولم، س.؛ هی، ز.؛ دانکن، ای.جی. تخمین کانال مشترک و کاهش نویز ضربه ای در سیستم های ارتباطی OFDM آکوستیک زیر آب. *ارتباطات‌بی سیم IEEE* ،۱۶،**۲۰۱۷** ، ۶۱۶۵–۶۱۷۸. [کراس رف]

۳.چیتر، م.؛ اونگ، ش.؛ پاتر، ج. عملکرد OFDM کدگذاری شده در کانال های آب بسیار کم عمق و نویز میگوی گازگیر. در مجموعه مقالات اقیانوس ها ۲۰۰۵ IEEE/ MTS، واشنگتن دی سی، ایالات متحده، ۱۷ تا ۲۳ سپتامبر ۲۰۰۵. [کراس رف]

۴.احمد، ام. اس؛ شاه، ان. اس. ام؛ غوبر، اف.؛ جوهر، یا. ای.؛ المحمدی، آ. ای. OFDM فیلتر شده با کدگذاری کانال مبتنی بر نویز توزیع T برای ارتباط صوتی زیر آب..*محیط. هوشمند اومانیز. محاسبه کنید ./* ،۱۳،**۲۰۲۰** ، ۳۳۷۹–۳۳۹۲. [کراس رف]

۵.لی، دی.؛ وو، وای.؛ ژو، ام. کد LDPC غیر دودویی برای ارتباط صوتی زیر آب غیر همدوس تحت نویز غیر گاوسی. در مجموعه مقالات کنفرانس بین المللی 2017 IEEE در مورد پردازش سیگنال، شیامن، چین، ۲۲ تا ۲۵ اکتبر ۲۰۱۷. [کراس رف]

۶.یوسف العبوسی، ی.؛ زوری شعامری، ع. بهبود تشخیص سیگنال زیر آب با استفاده از تکنیک نویززدایی زمان-فرکانس کارآمد و فیلتر پیش سفیدکننده.*کاربرد آکوستیک*.**۲۰۱۷**،*۱۲۳* ، 93-106. [کراس رف]

7.پانارو، جی.؛ لوپز، اف.؛ باریرا، ال.؛ سوزا، اف. مدل نویز صوتی زیر آب برای ارتباطات آب های کم عمق. در مجموعه مقالات سمپوزیوم مخابرات برزیل، برازیلیا، برزیل،13-16 سپتامبر 2012. [کراس رف]

۸.محمد شاه، ن. س.؛ العبوسی، ی. وای.؛ احمد، م. س. تحلیل عملکرد خطا در نویز آکوستیک زیر آب با توزیع غیر گاوسی.*مخابرات. کامپیوتر. الکترون. کنترل*،**۲۰۱۸** ، *۱۶* ، ۶۸۱. [کراس رف]

۹.قره باغی، پ.؛ استویانوویچ، م. توصیف آماری و مدل سازی محاسباتی کارآمد دسته ای از کانال های ارتباطی آکوستیک زیر آب..*IEEE J. Ocean. Eng.*،**۲۰۱۳**،*۳۸* ، ۷۰۱–۷۱۷. [کراس رف]

10.رن، اچ.-پی.؛ کونگ، کیو.-جی.؛ بای، سی. یک سیستم طیف گسترده آشوبناک برای ارتباطات صوتی زیر آب. در مجموعه مقالات سمپوزیوم بین المللی بی سیم IEEE2015، شنژن، چین، 30 مارس - 1 آوریل 2015. [کراس رف]

۱۱.چن، م.؛ شو، دبلیو.؛ وانگ، د.؛ وانگ، ل. طرح ارتباط آشوبناک چندحاملی آماری برای ارتباطات صوتی زیر آب.*ارتباطات IET*،**۲۰۱۹**،*۱۳* ، 2097–2105. [کراس رف]

۱۲.موروز، ن.؛ گورما، دبلیو.؛ هنسون، بی تی.؛ شن، ل.؛ میچل، پی دی.؛ زاخاروف، وای.وی. مدل سازی کانال برای شبیه سازی شبکه آکوستیک زیر آب.*دسترسی IEEE*،**۲۰۲۰**،*۸* ، ۱۳۶۱۵۱–۱۳۶۱۷۵. [کراس رف]

۱۳.زناج، ای.؛ گامبی، ای.؛ زناج، بی.؛ دیشا، دی.؛ کولا، ان. شبکه های حسگر بی سیم زیر آب: تخمین کانال صوتی در آب های کم عمق.*علوم کاربردی*،**۲۰۲۰**،*۱۸* ، ۶۳۹۳.[کراس رف]

۱۴.چن، وای.؛ یو، دبلیو.؛ سان، ایکس.؛ وان، ال.؛ تائو، وای.؛ شو، ایکس. پیش بینی کیفیت کانال ارتباطی آگاه از محیط برای انتقال های صوتی زیر آب: یک روش یادگیری‌ماشین.*کاربرد آکوستیک*.**۲۰۲۱**،*۱۸۱* ، 108-128. [کراس رف]

۱۵.وانگ، س.؛ هی، ز.؛ نیو، ک.؛ چن، پ.؛ رانگ، ی. نتایج جدید در تخمین و ردیابی نویز کانال مشترک و ضربه ای در سیستم های OFDM آکوستیک زیر آب. *ارتباطات‌بی سیم IEEE*،**۲۰۲۰**،*۱۹* ، ۲۶۰۱–۲۶۱۲. [کراس رف]

۱۶.وی، وای.؛ کوان، ال.؛ شو، دبلیو.؛ وانگ، دی.؛ وانگ، ال. یک سیستم ارتباطی طیف گسترده به کمک مدولاسیون شاخص هم فاز/متعادل برای ارتباط صوتی زیر آب.*الکترونیک*،**۲۰۲۳**،*۱۲* ، ۲۹۱۹. [کراس رف]

۱۷.آریکان، ای. قطبش کانال: روشی برای ساخت کدهای دستیابی به ظرفیت برای کانال های متقارن بدون حافظه با ورودی دودویی.*نظریه انتقال اطلاعات IEEE*،**۲۰۰۹**،*۵۵* ، 3051–3073. [کراس رف]

۱۸.کولادارسی، ت.؛ کاب، سی.دی؛ مینیوم، ای.دبلیو؛ کلارک، آر.سی.*مبانی استدلال آماری در آموزش و پرورش*; جان وایلی و پسران: نیویورک، نیویورک، ایالات متحده‌آمریکا، 2010.

۱۹.العسکری، ای جی؛ تسیمنیدیس، سی سی؛ بوساکتا، اس.؛ چمبرز، جی ای. تحلیل عملکرد سیستم های MIMO-OFDM انبوه کدگذاری شده با استفاده از وارونگی‌ماتریسی مؤثر.*ارتباطات ترانس IEEE*.**۲۰۱۷**،*۶۵* ، ۵۲۴۴–۵۲۵۶. [کراس رف]

20.العسکری، ع.؛ الناجی، ع.؛ الصباح، م. بهبود عملکرد سیستم های توربوکد شده تحت کانال های محوشونده سوزوکی.*مجله الکترون کم توان. کاربرد*.**۲۰۱۹**،۹ ، ۱۳. [کراس رف]

۲۱.شیا، وای.؛ تسه، سی. کی.؛ لاو، اف. سی. ام. عملکرد سیستم های ارتباطی دیجیتال با کلیدزنی شیفت آشوب دیفرانسیلی روی یک کانال محوشدگی چندمسیره باپخش تأخیر.*خلاصه های سریع سیستم های مدارهای ترانس IEEE II* **۲۰۰۴**،۵۱، ۶۸۰–۶۸۴. [کراس رف]
۲۲.گالیاس، ز.؛ ماگیو، جی. ام. کلیدزنی آشوب-جابجایی تربیعی: نظریه و تحلیل عملکرد.*سیستم مدارهای ترانس IEEE، نظریه بنیادی، کاربرد.* **۲۰۰۱**،۴۸، ۱۵۱۰–۱۵۱۹. [کراس رف]

سلب‌مسئولیت/یادداشت ناشر:اظهارات، نظرات و داده های موجود در تمام نشریات صرفاً متعلق به نویسنده(گان) و مشارکت کننده(گان) است و نه MDPI و/یا سردبیر(گان). MDPI و/یا سردبیر(گان) مسئولیت هرگونه آسیب به افراد یا اموال ناشی از هرگونه ایده، روش، دستورالعمل یا محصولی که در محتوا به آن اشاره‌شده است را از خود سلب می کنند.