طراحی، تجزیه و تحلیل یک سیستم مخابراتی برای ارسال امن سیگنال صحبت در کانال چندمسیری زیر آب در خلیج فارس

حمیدرضا بخشی و حسین شهبازی

چکیده: سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم در زیر آب دارای کاربردهای متعددی نظیر کنترل از راه دور در عملیات حفاری چاه‌های نفت، جمع‌آوری اطلاعات ذخیره‌شده در پایگاه‌های اطلاعاتی در اعماق آب، ارسال اطلاعات سیگنال صحبت بین زیردریایی‌ها و غواص‌ها و عملیات اکتشاف و نقشه‌برداری از بستر اقیانوس‌ها هستند. در این مقاله ضمن شبیه‌سازی کانال چندمسیره زیر آب در خلیج فارس، فرستنده و گیرنده‌ای طراحی شده است که برای ارسال امن سیگنال صحبت در پهنای باند کم مناسب هستند. در طراحی گیرنده از سه روش گیرنده RAKE، یکسان‌ساز خطی و یکسان‌ساز غیر خطی استفاده شده و نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که گیرنده با ساختار یکسان‌ساز غیر خطی دارای بهترین عملکرد است.

***کلید واژه:* تخمین کانال، تداخل بین سمبلی[1]، چندمسیری[2]، سیگنال صحبت، یکسان‌ساز[3].**

1- مقدمه

ارتباط مخابراتی بی‌سیم در زیر آب توسط امواج آکوستیکی امکان‌پذیر است. امواج رادیویی در این مورد کارایی بسیار کمی دارند؛ زیرا این امواج در آب به شدت تضعیف می‌شوند. امواج نوری نیز به سرعت پراکنده می‌شوند. لذا برای انتقال سیگنال صحبت در زیر آب نیاز به پرتوهای باریک و قدرتمند لیزر است که این پرتوها نیز تنها در مسافت‌های کوتاه کاربرد دارند [1].

کانال‌های آکوستیکی در زیر آب دارای محدودیت‌های فراوانی از نظر پهنای باند هستند و سیگنال در حوزه زمان دچار آشفتگی و اغتشاش می‌گردد. در این تحقیق، ضمن بررسی عوامل مؤثر در انتقال سیگنال صحبت در کانال زیر آب، به طراحی زوج فرستنده-گیرنده‌ای پرداخته شده است که سیگنال صحبت را به‌صورت امن در کانال چندمسیری زیر آب در خلیج فارس، با پهنای باند کم و با احتمال خطای بسیار پایین منتقل نماید.

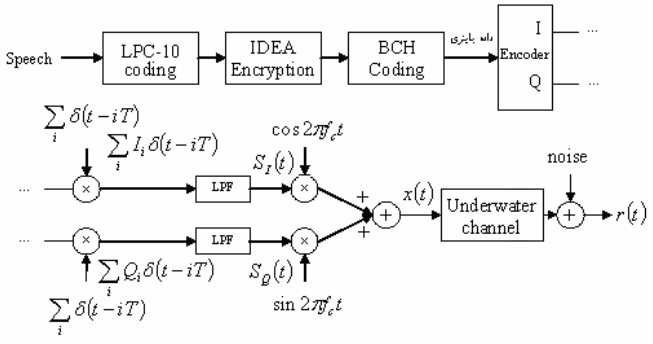
در ادامه و در قسمت دوم به طراحی فرستنده پرداخته شده است. به‌دلیل محدودیت پهنای باند در کانال‌های زیر آب و تضعیف شدید در اثر افزایش فرکانس، می‌بایست تا حد ممکن سیگنال صحبت فشرده شود. در فرستنده ابتدا سیگنال صحبت فشرده شده و نرخ ارسال بیت با الگوریتم‌های موجود در این زمینه تا حد امکان پایین می‌آید. الگوریتم

این مقاله در تاریخ 1 اردیبهشت ماه 1386 دریافت و در تاریخ 15 اردیبهشت ماه 1388 بازنگری شد.

حمیدرضا بخشی، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شاهد، تهران، (email: bakhshi@shahed.ac.ir).

حسین شهبازی، پژوهشکده تحقیقات مهندسی، گروه پژوهشی کنترل، تهران، (email: shahbazi.hosein@gmail.com).

1. Inter Symbol Interference
2. MultiPath
3. Equalizer



شکل 1: بلوک دیاگرام فرستنده با مدولاتور QPSK.

به‌کار رفته LPC-10[4] نام دارد. پس از فشرده‌سازی، بیت‌های به‌دست آمده با الگوریتم‌های IDEA[5] و RC5[6] که دارای امنیت بالایی هستند، رمز می‌شوند. سپس کدینگ کانال جهت کاهش خطا در ارسال بیت‌ها انجام شده و در پایان عمل مدولاسیون روی بیت‌ها صورت می‌گیرد.

در قسمت سوم، کانال چندمسیری زیر آب با توجه به عوامل مختلف مؤثر بر آن مانند نمایه سرعت صوت و کف و با توجه به اطلاعات موجود در این زمینه برای خلیج فارس شبیه‌سازی شده است. در زمینه شبیه‌سازی کانال‌های زیر آب، روش‌های بسیار متنوع و کارآمدی وجود دارد. این روش‌ها که به مقدار بسیار زیادی توسعه یافته‌اند، توانایی بررسی رفتار سیگنال‌های مختلف را در محیط‌های آکوستیک دارا می‌باشند. در مدل انتخاب‌شده در این تحقیق برای شبیه‌سازی کانال زیر آب، پدیده تداخل بین سمبلی در نظر گرفته شده و مدل جامعی برای کانال ارائه شده است. در مدل شبیه‌سازی شده برای کانال زیر آبی خلیج فارس، اطلاعات عمق‌سنجی برای مشخص‌نمودن ناهمواری‌های کف و بررسی عمق آن در نقاط مختلف لحاظ شده است تا مدل دقیق باشد.

در قسمت چهارم به طراحی گیرنده پرداخته شده است. سه نوع گیرنده مورد بررسی عبارتند از: گیرنده RAKE، یکسان‌ساز خطی و یکسان‌ساز غیر خطی.

در قسمت پنجم، شبیه‌سازی‌ها ارائه شده است و سرانجام در قسمت ششم با توجه به شبیه‌سازی‌های انجام‌شده، نتایج حاصل بیان شده است.

2- فرستنده

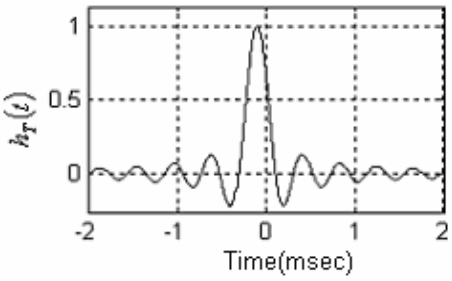
2-1 فشرده‌سازی سیگنال صحبت

سیستم با مدولاسیون QPSK در نظر گرفته شده است. فرستنده طراحی‌شده مطابق شکل 1 می‌باشد [2]. در ادامه قسمت‌های مختلف

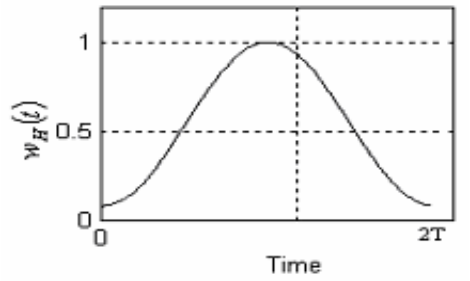
4. Linear Prediction Coder-10
5. International Data Encryption Algorithm
6. Rivest Cipher

Archive of SID

www.SID.ir



شکل 2: پاسخ ضربه فیلتر پایین‌گذر فرستنده.



شکل 3: پنجره همینگ در یک دوره تناوب.

فرستنده تشریح می‌گردد. در بلوک اول فرستنده، سیگنال صحبت به کمک الگوریتم LPC -10 فشرده می‌شود. از سیگنال صحبت با فرکانس 8 kHz نمونه‌برداری شده و برای هر نمونه 8 بیت در نظر گرفته شده است. این الگوریتم نرخ بیت ارسال صوت را تا 2/4 kbps پایین می‌آورد. در نتیجه برای ارسال صوت، پهنای باند کمتری مورد نیاز خواهد بود و تضعیف سیگنال نیز کمتر خواهد شد. سیگنال صحبت به‌صورت کلی به دو قسمت سیگنال صوتی و غیر صوتی تقسیم می‌شود که هر یک دارای خواص مشخصی بوده که در فشرده‌سازی از آنها استفاده می‌شود [3] و [4].

2-2 رمزنگاری

در بلوک دوم، داده‌های باینری به کمک دو الگوریتم رمز می‌شوند. الگوریتم به‌کار رفته در مرحله اول، الگوریتم IDEA می‌باشد که از امنیت بسیار بالایی برخوردار بوده و از نوع رمزهای بلوکی است. این الگوریتم دارای یک کلید 128 بیتی است و ورودی و خروجی آن 64 بیتی هستند. این رمز دارای نه حلقه است. توسط کلید 128 بیتی، 52 زیرکلید 64 بیتی ساخته می‌شود. در هر کدام از هشت حلقه اول، شش زیرکلید و در حلقه آخر چهار زیرکلید به‌کار برده می‌شود. ورودی هر حلقه چهار رشته شانزده بیتی و خروجی آن نیز چهار رشته شانزده بیتی است که ورودی حلقه بعد خواهد بود. خروجی مجدداً به کمک الگوریتم RC5 برای ایجاد امنیت بالا رمزنگاری می‌شود. از خواص مهم این الگوریتم، متغیربودن طول کلید و بلوک‌های داده می‌باشد که امنیت بالایی را ایجاد می‌کند. در این الگوریتم طول کلمه یا بلوک‌ها، تعداد حلقه‌ها و طول کلید، سه پارامتر انتخابی هستند که به ترتیب 32، 16 و 10 انتخاب شده‌اند [5].

2-3 کدینگ کانال

کدینگ کانال به‌منظور ایجاد امکان تصحیح خطا در ارسال اطلاعات در کانال به‌کار می‌رود. کدینگ کانال به‌دلیل بیت‌های افزونگی که به بیت‌های اصلی اضافه می‌نماید، پهنای باند را افزایش می‌دهد. در این تحقیق از کدینگ BCH[1] استفاده شده است [6]. در این نوع کدینگ، یازده بیت ورودی به 31 بیت خروجی تبدیل می‌شوند. گیرنده توسط 31 بیت دریافتی تا پنج بیت خطا را می‌تواند اصلاح نماید.

2-4 مدولاتور

پس از انجام کدینگ کانال، داده باینری وارد یک کدکننده می‌شود تا مدولاسیون QPSK[2] روی آن انجام شده و آماده ارسال در کانال زیر آب شود. کدکننده دارای دو خروجی است که توسط آنها یک عدد مختلط به دست می‌آید. برای هر جفت داده باینری ورودی، $I \in \{\pm 1\}$ و $Q \in \{\pm 1\}$ خواهد بود. بنابراین می‌توان خروجی کدکننده را به‌صورت $I + jQ$ نشان داد که در واقع نمایش چهار نقطه در صفحه مختصات مختلط با زاویه‌های 45، 135، 225 و 315 درجه می‌باشد. در خروجی‌های I و Q، داده‌های باینری به‌صورت یک رشته پالس ضربه خارج می‌شوند. برای محدودکردن پهنای باند این رشته پالس‌ها، آنها را از فیلتر پایین‌گذر عبور می‌دهیم. فیلتر پایین‌گذر به‌کار رفته در فرستنده، فیلتر صعودی کسینوسی بهبودیافته[3] با $\beta = 1$ است [7]. این فیلتر با شکل‌دهی پالس، تداخل بین سمبلی را در ارسال سیگنال کاهش می‌دهد. پاسخ فرکانسی فیلتر فرستنده برابر است با

$$H_T(f) = \begin{cases} \sqrt{T}\cos\dfrac{\pi fT}{2} & , \ -\dfrac{1}{T} < f < \dfrac{1}{T} \\ 0 & , \ \text{elsewhere} \end{cases} \qquad (1)$$

با توجه به (1)، پاسخ ضربه فیلتر پایین‌گذر فرستنده برابر است با

$$h_T(t) = \frac{1}{\sqrt{T}}\left\{\frac{\sin\pi(\frac{2t}{T}+\frac{1}{2})}{\pi(\frac{2t}{T}+\frac{1}{2})} + \frac{\sin\pi(\frac{2t}{T}-\frac{1}{2})}{\pi(\frac{2t}{T}-\frac{1}{2})}\right\} \qquad (2)$$

پاسخ ضربه فیلتر در شکل 2 نشان داده شده است. بر اساس شکل 2 مشاهده می‌شود که پاسخ ضربه فیلتر نامحدود است. برای محدودکردن آن و حذف گلبرگ‌های کناری، (2) را در پنجره همینگ که به‌صورت (3) بیان می‌شود، ضرب می‌نماییم

$$w_H(t) = 0{,}54 + 0{,}46\cos(\frac{\pi t}{T}) \qquad (3)$$

بنابراین پاسخ ضربه فیلتر پایین‌گذر به‌صورت (4) اصلاح خواهد شد

$$h_H(t) = h_T(t).w_H(t) \qquad (4)$$

خروجی فیلترهای پایین‌گذر فرستنده به‌صورت (5) می‌باشند

$$S_I(t) = \sum_i I_i h_H(t - iT)$$
$$S_Q(t) = \sum_i Q_i h_H(t - iT) \qquad (5)$$

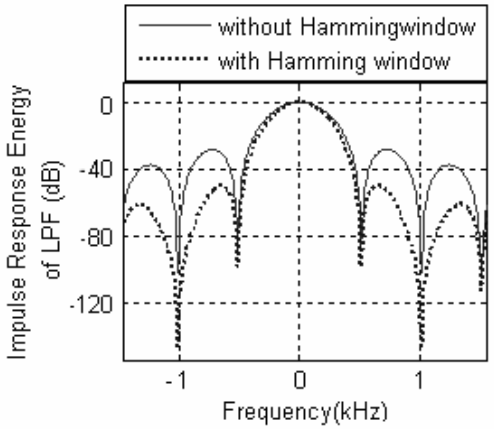
شکل 3 نمودار پنجره همینگ را در یک دوره تناوب نشان می‌دهد [7] و [8]. همان‌گونه که مشاهده می‌شود، دوره تناوب پنجره همینگ دو برابر دوره تناوب هر بیت است.

در شکل 4 انرژی پاسخ ضربه فیلتر پایین‌گذر در دو حالت با استفاده از پنجره همینگ و بدون استفاده از آن نشان داده شده است. پنجره همینگ بیش از 99 درصد انرژی خود را در گلبرگ اصلی دارد که پس از ضرب در پنجره همینگ این مقدار انرژی در گلبرگ اصلی حفظ می‌شود [8].

1. Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem
2. Quadrature Phase-Shift Keying
3. Modified Raised Cosine Filter

Archive of SID

www.SID.ir



شکل 4: انرژی پاسخ ضربه فیلتر پایین‌گذر قبل و پس از ضرب در پنجره همینگ.

با توجه به ساختار مشخص‌شده برای فیلتر پایین‌گذر، اگر یک رشته بیت وارد فرستنده شود، سیگنال‌های $S_I(t)$ و $S_Q(t)$ به‌صورت شکل 5 می‌باشند که دامنه مثبت، ارسال 1 و دامنه منفی ارسال 0 را نشان می‌دهد. سیگنال $x(t)$، خروجی مدولاتور، نیز در شکل 6 آمده است. فرکانس موج حامل 10 kHz در نظر گرفته شده است. با توجه به آن که نرخ ارسال بیت، 2400 bps است و با توجه به مدولاسیون QPSK، در هر ثانیه 1200 سمبل ارسال خواهد شد. بنابراین حداقل پهنای باند مورد نیاز برای ارسال 1200 Hz خواهد بود.

3- شبیه‌سازی کانال

روش‌های مختلفی برای شبیه‌سازی کانال زیر آب وجود دارد. از جمله این روش‌ها می‌توان به روش شعاعی[1]، روش انتگرال‌گیری عدد موج[2]، روش معادله سهموی[3] و روش مد نرمال[4] اشاره نمود [9].

روش شعاعی در اوایل دهه 1960 میلادی مطرح شد که پس از حل معادلات هلم‌هولتز[5] در نهایت به فرمول‌های اسنل[6] می‌انجامد. این روش برای محدوده فرکانسی $f \geq 10c/z$ معتبر است که در آن c سرعت صوت در آب، z عمق آب و f فرکانس فرستنده آکوستیک می‌باشد. این روش مستقل از فرکانس چشمه صوتی است و شرایط مرزی در آن به‌خوبی قابل اعمال است.

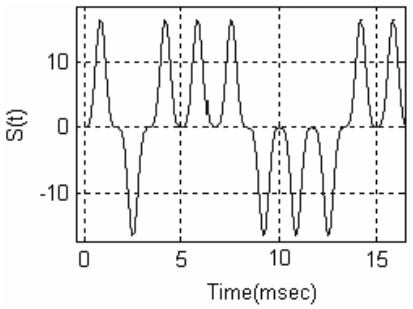
در این مقاله از روش شعاعی برای شبیه‌سازی کانال خلیج فارس استفاده شده است [10] تا [12]. کانال مورد استفاده یک کانال دوبعدی و عمیق است. در معادلات اسنل، سرعت صوت تابعی از عمق است و مسیر پرتو شکسته‌شده در محیط به کمک (6) و (7) بیان می‌شود

$$\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}x} = C(z)^{-1} \times \frac{\mathrm{d}C(z)}{\mathrm{d}z} \qquad (6)$$

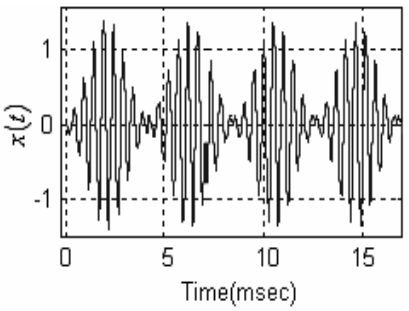
$$\frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}x} = -\tan(\theta(x)) \qquad (7)$$

در این معادلات C سرعت صوت و تابعی از عمق (z) است. x فاصله افقی از منبع و $z(x)$ عمق را در برد x نشان می‌دهد. همچنین $\theta(x)$ زاویه مسیر با افق را نشان می‌دهد.

1. Ray Tracing Method
2. Wave Number Integration Techniques
3. Parabolic Equation
4. Normal Mode
5. Helmholtz
6. Snell



شکل 5: خروجی فیلتر پایین‌گذر به‌ازای رشته بیت 1011100011.



شکل 6: سیگنال خروجی مدولاتور.

4- طراحی گیرنده

4-1 گیرنده RAKE

یکی از مشکلات مهم در کانال‌های زیر آبی، پدیده تداخل بین سمبلی به‌دلیل وجود چندمسیری در کانال و ایجاد تأخیر است. به عبارت دیگر گسترش تأخیر در کانال سبب ایجاد ISI می‌شود. راه حل‌های مقابله با این پدیده، استفاده از گیرنده RAKE و یا استفاده از یکسان‌ساز است. در این قسمت سعی بر این است که یک گیرنده، همراه با مدولاسیونی مناسب برای کانال‌های زیر آب ارائه شود. مدولاسیون‌هایی که مورد بررسی قرار می‌گیرند، عبارتند از: QPSK، BFSK، QAM و ASK. به‌دلیل وجود نویز شدید تغییرات زیاد دامنه معمولاً مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. همچنین با توجه به نوع مدولاسیون، گیرنده‌های مختلفی که برای کانال‌های چندمسیری به‌کار می‌روند، مورد بررسی قرار می‌گیرند و نهایتاً بهترین مدولاسیون و گیرنده برای ارسال صحبت در زیر آب به‌کار گرفته خواهد شد. گیرنده‌هایی که مورد بررسی قرار خواهند گرفت، عبارتند از: گیرنده RAKE، یکسان‌ساز خطی و یکسان‌ساز غیر خطی DFE[7]. در این قسمت ابتدا به تشریح سه نوع گیرنده فوق می‌پردازیم و سپس عملکرد گیرنده‌ها را بررسی می‌نماییم.

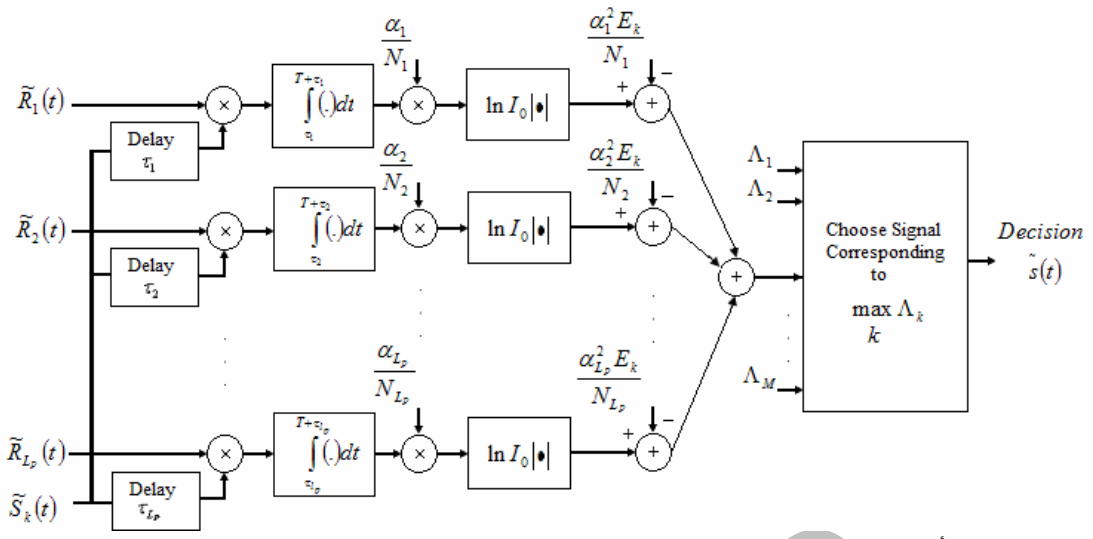
گیرنده RAKE با این فرض طراحی می‌شود که تضعیف و تأخیر مسیرها مشخص و فقط فاز مجهول است. این گیرنده همراه با مدولاسیون BFSK در کانال به‌کار می‌رود. در صورت مشخص‌نبودن تأخیر و تضعیف مسیرها باید توزیع هر یک از آنها را تخمین زد [13]. این گیرنده در شکل 7 نشان داده شده است. فرض می‌نماییم که فرستنده، سیگنال زیر را ارسال نموده است

$$s_k(t) = \mathrm{Re}\{\tilde{s}_k(t)\} = \mathrm{Re}\{\tilde{S}_k(t)e^{j2\pi f_c t}\} \qquad (8)$$

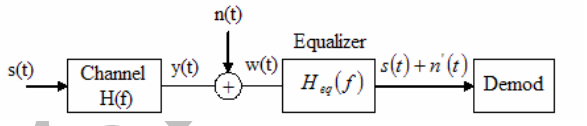
که $\tilde{s}_k(t)$، kامین سیگنال مختلط باند عبور و $\tilde{S}_k(t)$، kامین سیگنال مختلط باند پایه متناظر با آن است که از یک مجموعه Mتایی پیام

7. Decision Feedback Equalizer

Archive of SID
www.SID.ir



شکل 7: گیرنده RAKE با دامنه و تأخیر مشخص و فاز نامعلوم برای هر مسیر.



شکل 8: به‌کارگیری یکسان‌ساز در گیرنده.

انتخاب شده‌اند. سیگنال نشان داده شده در (8)، از درون کانالی با L_p مسیر مختلف عبور داده می‌شود که هر مسیر تأخیر، تضعیف، فاز و نویز AWGN مخصوص به خود را دارد. بنابراین سیگنال دریافتی از مسیر lام به‌صورت (9) خواهد بود

$$\begin{aligned} r_l(t) &= \mathrm{Re}\{\alpha_l \tilde{s}_k(t-\tau_l)e^{j\theta_l} + \tilde{n}_l(t)\} \\ &= \mathrm{Re}\{\alpha_l \tilde{S}_k(t-\tau_l)e^{j(2\pi f_c t+\theta_l)} + \tilde{N}_l(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \mathrm{Re}\{\tilde{r}_l(t)\} = \mathrm{Re}\{\tilde{R}_l(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad , \quad l=1,2,\ldots,L_p \end{aligned} \tag{9}$$

که $\{\tilde{N}_l(t)\}_{l=1}^{L_p}$، مجموعه‌ای از فرآیندهای AWGN مختلط و مستقل آماری است و $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}$، $\{\theta_l\}_{l=1}^{L_p}$ و $\{\tau_l\}_{l=1}^{L_p}$ به‌ترتیب دامنه، فاز و تأخیرهای تصادفی مسیرها می‌باشند که با فرض محوشدگی آهسته، مقدار آنها در زمان انتقال سیگنال (T_s)، ثابت در نظر گرفته می‌شود. گیرنده بهینه، مجموعه احتمالات $P(s_k(t)|\{r_l(t)\}_{l=1}^{L_p}), k=1,2,\ldots,M$ را محاسبه می‌نماید و محتمل‌ترین سیگنال را به‌عنوان سیگنال دریافتی انتخاب می‌نماید. با فرض آن که سیگنال‌های پیام با احتمالات یکسان تولید می‌شوند، قانون تصمیم برای تخمین سیگنال ارسالی، محاسبه بیشترین مقدار احتمال شرطی $P(\{r_l(t)\}_{l=1}^{L_p}|s_k(t)), k=1,2,\ldots,M$ است که همان قانون تصمیم ماکزیمم شبیه‌نمایی است. با بسط این تابع احتمال، می‌توان تابع تصمیم زیر را به‌دست آورد که گیرنده بر اساس آن تحقق می‌یابد

$$\Lambda_k = \sum_{l=1}^{L_p} \ln I_0\left(\frac{\alpha_l}{N_l}|y_{kl}(\tau_l)|\right) - \sum_{l=1}^{L_p}\frac{\alpha_l^2 E_k}{N_l} \tag{10}$$

که در این رابطه، $y_{kl}(\tau_l) = \int_{\tau_l}^{T_s+\tau_l} \tilde{S}_k(t-\tau_l).\tilde{R}_l(t)\mathrm{d}t$ و E_k انرژی سیگنال است و $I_0(.)$ تابع بسل مرتبه صفر است.

2-4 یکسان‌ساز

یکسان‌ساز از تکنیک‌های پردازش سیگنال برای از بین بردن ISI استفاده می‌نماید. نحوه به‌کارگیری یکسان‌ساز در گیرنده در شکل 8 نشان داده شده است.

هدف ما یکسان‌سازی سیگنال دریافتی است که ISI تولیدشده توسط کانال را اصلاح نماید. این کار به‌راحتی با اضافه‌نمودن یک یکسان‌ساز آنالوگ در گیرنده صورت می‌گیرد که پاسخ فرکانسی آن به‌صورت (11) تعریف می‌شود

$$H_{eq}(f) = \frac{1}{H(f)} \tag{11}$$

مطابق شکل 8، طیف دامنه سیگنال دریافتی $w(t)$ پس از عبور از یکسان‌ساز به‌صورت (12) خواهد شد

$$[S(f)H(f)+N(f)]H_{eq}(f) = S(f)+N'(f) \tag{12}$$

که $N'(f)$ نویز رنگی گوسی با چگالی طیف توان $N_0/|H(f)|^2$ خواهد بود. بنابراین تمام ISI از سیگنال دریافتی حذف می‌شود.

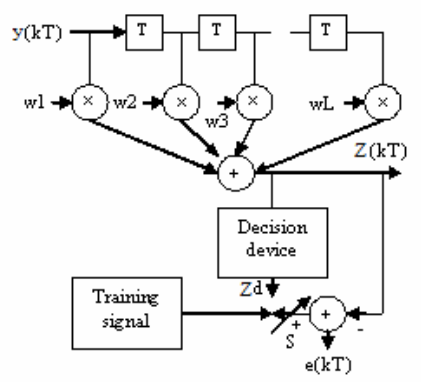
با این وجود اگر $H(f)$ یک صفر در برخی از فرکانس‌های داخل پهنای باند $s(t)$ داشته باشد، توان نویز $N'(f)$ به‌شدت افزایش می‌یابد. حتی بدون وجود صفر، اگر برخی از فرکانس‌ها در $H(f)$ به مقدار زیادی تضعیف شوند، یکسان‌ساز به مقدار زیادی توان نویز را در آن فرکانس‌ها افزایش خواهد داد.

در این مورد اگرچه اثر ISI برطرف شده است اما سیستم یکسان‌ساز شده در برابر کاهش شدید SNR بسیار ضعیف خواهد بود. هدف یکسان‌سازی، برقراری تعادل بین این دو موضوع است. برای کاهش ISI تولیدشده توسط کانال باید همواره تخمینی از پاسخ فرکانسی کانال داشته باشیم. از آنجا که کانال‌های بی‌سیم با زمان تغییر می‌کنند، به‌طور مداوم باید پاسخ فرکانسی کانال را به یکسان‌ساز آموزش داد[1] تا تخمین پاسخ فرکانسی به‌روز گردد.

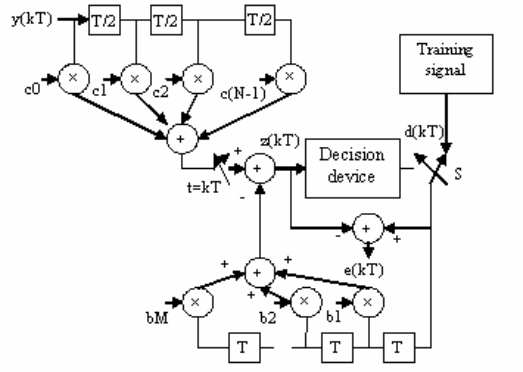
فرآیند آموزش و ردگیری[2] به یکسان‌سازی بهینه منجر می‌گردد. آموزش، به کمک ارسال یک رشته از بیت‌های مشخص با طول ثابت انجام می‌شود. یکسان‌ساز در گیرنده از رشته مشخص بیت‌ها برای تنظیم ضرایب فیلتر خود و انطباق بر پاسخ فرکانسی کانال استفاده می‌نماید. در فرآیند آموزش فرض می‌شود که کانال در طول رشته ارسالی، ثابت است. بنابراین نباید یکسان‌سازی صورت گیرد، زیرا در این حالت تخمین کانال به‌درستی صورت نخواهد گرفت. پس از آموزش، ضرایب یکسان‌ساز بر

1. Training
2. Tracking

Archive of SID
www.SID.ir



شکل 9: یکسان‌ساز خطی طراحی‌شده.



شکل 10: یکسان‌ساز غیر خطی فیدبک تصمیم‌گیر.

کانال منطبق می‌شوند و داده‌ها می‌توانند انتقال داده شوند. در طول انتقال داده‌های کاربر، یک الگوریتم بهینه‌سازی داده‌های دریافتی به‌کار گرفته می‌شود تا ضرایب یکسان‌ساز را دائماً به‌روز نماید. اگر کانال به‌طور آهسته تغییر نماید، الگوریتم‌های بهینه معمولاً برای دنبال‌کردن تغییرات کانال مناسب هستند.

4-2-1 یکسان‌ساز خطی

این نوع یکسان‌ساز دارای یک فیلتر پیش‌رو است که در هر T ثانیه از سیگنال ورودی نمونه‌برداری می‌نماید. پاسخ یکسان‌ساز خطی طبق (13) بیان می‌شود

$$H_{eq}(z) = w_1 + w_2 z^{-1} + \ldots + w_L z^{-L+1} \qquad (13)$$

طول یکسان‌ساز (L) معمولاً توسط شرایط تحقق مسأله مشخص می‌شود. با این وجود L بسیار بزرگ سبب ایجاد پیچیدگی در سیستم می‌گردد. برای یک یکسان‌ساز با N معین، می‌بایست ضرایب یکسان‌ساز یعنی $\{w_i\}_{i=1}^{L}$ها تعیین شوند. ضرایب بهینه، ضرایبی هستند که احتمال خطا را حداقل نمایند. ساختار یکسان‌ساز طراحی‌شده در شکل 9 نشان داده شده است. ابتدا یکسان‌ساز آموزش داده می‌شود، سپس جای کلید S عوض می‌گردد.

ضابطه‌ای که برای بهینه‌سازی وزن‌های یکسان‌ساز به‌کار برده شده است، حداقل‌سازی میانگین مربعات خطا می‌باشد که به‌صورت (14) بیان شده است [14]

$$\min([E|e(kT)|^2]) = \min([E|z_d(kT) - z(kT)|^2]) \qquad (14)$$

اگر $y(t)$ سیگنال ورودی به یکسان‌ساز باشد، خواهیم داشت

$$z(kT) = w_1 y(kT) + w_2 y(kT - T) + \ldots + w_L y(kT - (L-1)T) \qquad (15)$$

جدول 1: پارامترهای کانال.

پارامتر	اندازه
فاصله	10 km
عمق آب	120 m
عمق فرستنده	15 m
عمق گیرنده	30 m
فرکانس حامل	10 kHz
پهنای باند	2 kHz

حداقل‌سازی میانگین مربعات خطا با الگوریتم بازگشتی LMS[1] انجام می‌شود. در این صورت وزن‌های یکسان‌ساز پس از هر مرحله آموزش به‌صورت زیر به‌روز می‌شوند

$$w_\ell[(k+1)T] = w_\ell(kT) + \Delta e(kT) y^*(kT - \ell T) \qquad (16)$$

که در آن Δ ثابت بزرگی گام و $e(kT) = z_d(kT) - z(kT)$ میزان خطا در هر مرحله است. همچنین $w_\ell(kT)$، ℓ امین ضریب فیلتر در زمان kT است.

4-2-2 یکسان‌ساز غیر خطی فیدبک تصمیم‌گیر

این یکسان‌ساز از دو فیلتر پیش‌رو و پس‌رو تشکیل شده است. فیلتر پیش‌رو در هر $T/2$ ثانیه از سیگنال ورودی نمونه‌برداری می‌کند و فیلتر پس‌رو که در مسیر فیدبک قرار دارد، در هر T ثانیه از ورودی خود نمونه برمی‌دارد [15] تا [17]. در شکل 10 یکسان‌ساز DFE طراحی‌شده نشان داده شده است.

معیار بهینه‌سازی وزن‌های فیلترهای پیش‌رو و پس‌رو، معیار حداقل‌نمودن میانگین مربعات خطا است و الگوریتم LMS نیز برای آن به‌کار می‌رود. $z(kT)$ طبق رابطه زیر تعیین می‌شود [13]

$$z(kT) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n(kT) y(kT - \frac{nT}{2}) - \sum_{m=1}^{M} b_m(kT) d(kT - m) \qquad (17)$$

مقدار خطا در هر مرحله بر اساس (15) محاسبه می‌شود

$$e(kT) = d(kT) - z(kT) \qquad (18)$$

در نتیجه به‌روز کردن ضرایب به‌صورت (16) و (17) خواهد بود

$$c_n[(k+1)T] = c_n(kT) + \Delta e(kT) y^*(kT - \frac{nT}{2}) \qquad (19)$$

$$b_m[(k+1)T] = b_m(kT) + \Delta e(kT) d^*(kT - mT) \qquad (20)$$

5- نتایج شبیه‌سازی

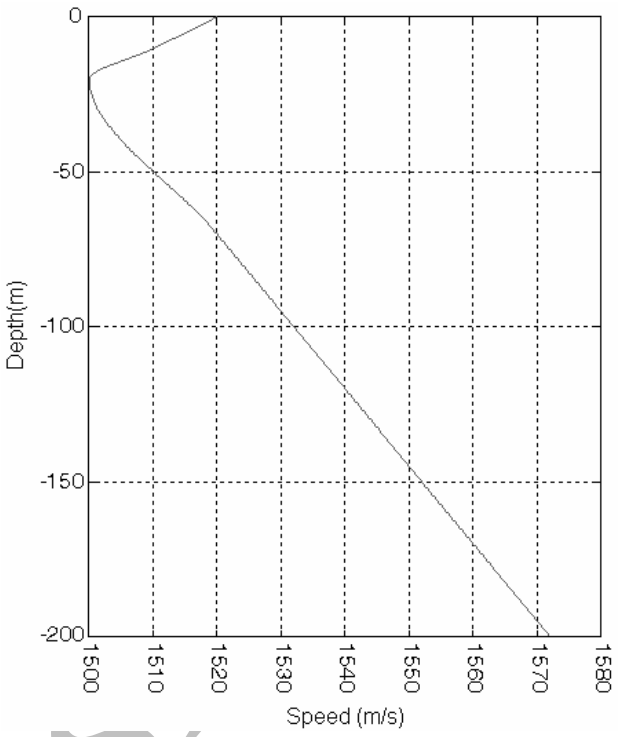
5-1 شبیه‌سازی کانال

کانال شبیه‌سازی شده دارای مشخصات جدول 1 است. در شکل 11 نمایه سرعت صوت در خلیج فارس در ماه مرداد نشان داده شده است. کانال با مشخصات جدول 1 شبیه‌سازی شده است و مسیر امواج مطابق شکل 12 می‌باشد.

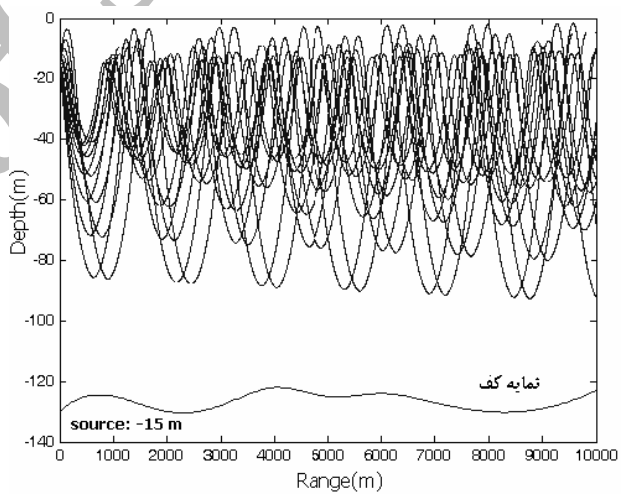
با توجه به شکل 12 مشخص است که به‌دلیل عمق نسبتاً زیاد آب، تمامی پرتوها در ناحیه وسط به دام افتاده‌اند. از آنجا که پرتوها برخوردی

1. Least Mean Square

Archive of
www.SID.ir



شکل 11: نمایه سرعت در خلیج فارس در ماه مرداد.

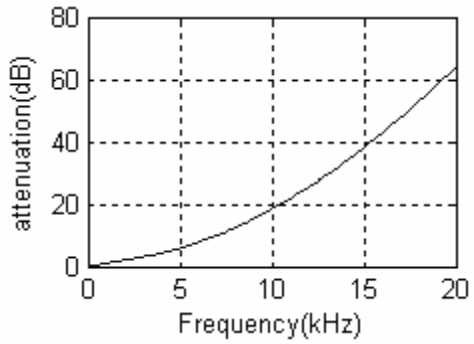


شکل 12: کانال شبیه‌سازی شده با سیزده مسیر.

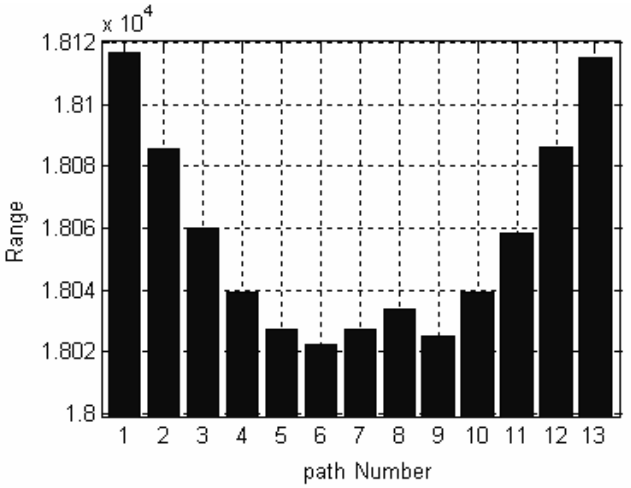
با سطح و کف آب ندارند، بنابراین تضعیف آنها نسبت به حالتی که برخورد با کف و سطح زیاد است (آب کم‌عمق)، کمتر خواهد بود. در شکل 13 تضعیف کانال برحسب دسی‌بل در فرکانس‌های مختلف نشان داده شده است. بر اساس شکل 12، در شکل 14 تعداد مسیرهای کانال و برد هر مسیر نشان داده شده است. همچنین در شکل 15 تضعیف مسیرها مشاهده می‌شود. با توجه به شکل‌های 14 و 15 نتیجه گرفته می‌شود که مسیرهای با برد بیشتر دارای تضعیف بیشتری می‌باشند.

2-5 شبیه‌سازی گیرنده RAKE

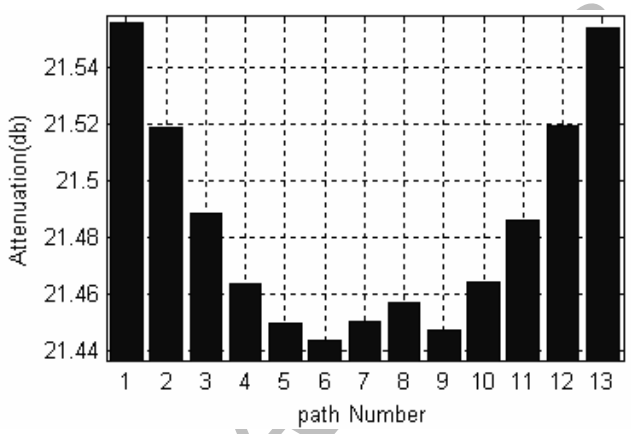
در این قسمت، برای گیرنده از ساختار RAKE استفاده شده است. مدولاسیون به‌کار رفته BFSK است. در شکل 16 نمودار نرخ خطای بیت بر حسب SNR برای Δf های مختلف رسم شده است. در مدولاسیون FSK، هرچه Δf یعنی فاصله بین فرکانس‌های انتخابی بیشتر باشد، BER کمتر خواهد شد. با توجه به این شکل، گیرنده RAKE نتایج خوبی می‌دهد.



شکل 13: نمودار تضعیف کانال فیدینگ زیر آب بر حسب dB در فرکانس‌های مختلف.



شکل 14: تعداد مسیرهای کانال و برد هر یک از مسیرها.



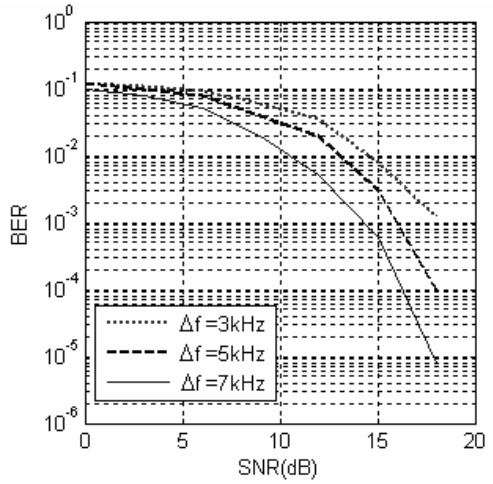
شکل 15: تعداد مسیرهای کانال و تضعیف هر مسیر.

اگر توزیع تضعیف و تأخیر مسیرها مشخص نباشد، باید توزیع آنها را تخمین زد که این عمل سبب ایجاد خطا خواهد شد. به‌عنوان مثال در شکل 17 اثر خطای ایجادشده در تأخیر مشاهده می‌شود و علت آن ایجاد خطا در نمونه‌برداری است.

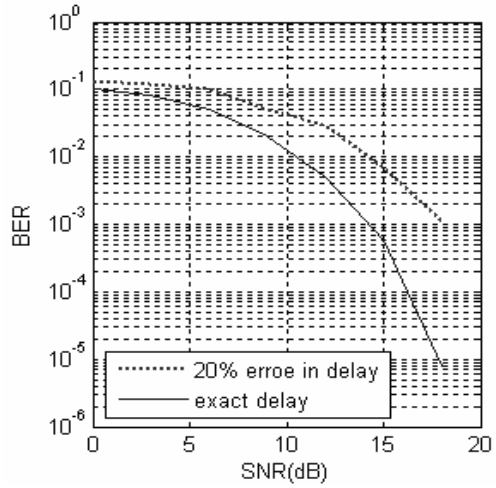
3-5 شبیه‌سازی یکسان‌سازهای خطی و غیر خطی

در این قسمت، نتایج شبیه‌سازی یکسان‌سازهای خطی و غیر خطی DFE آمده است. ساختار گیرنده همراه با یکسان‌ساز و دمدولاتور QPSK، مطابق شکل 18 است. سیگنال $r(t)$ که از کانال زیر آب شکل 12 عبور کرده است، در شکل 19 نشان داده شده است. همچنین سیگنال‌های ورودی به یکسان‌ساز، $y_I(t)$ و $y_Q(t)$ نیز در شکل‌های 20 و 21 نشان داده شده‌اند. این سیگنال‌ها در SNR = 0 db به‌دست آمده‌اند.

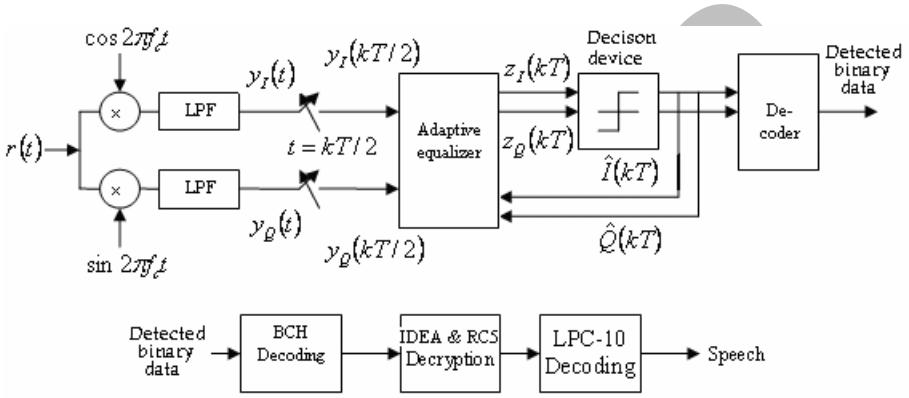
www.SID.ir



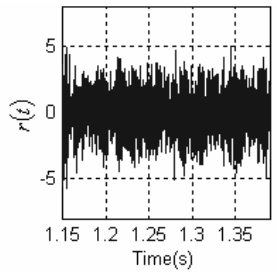
شکل 16: نمودار BER بر حسب SNR برای گیرنده RAKE با مدولاسیون BFSK.



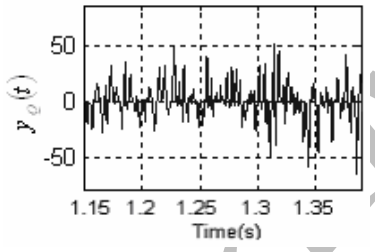
شکل 17: نمودار BER بر حسب SNR پس از ایجاد 20% خطا در تأخیر.



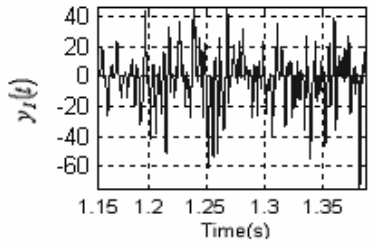
شکل 18: بلوک دیاگرام گیرنده همراه با یکسان‌ساز.



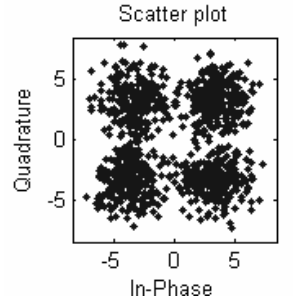
شکل 19: سیگنال دریافتی از کانال.



شکل 21: خروجی فیلتر پایین‌گذر در گیرنده.



شکل 20: خروجی فیلتر پایین‌گذر در گیرنده.



شکل 22: خروجی یکسان‌ساز DFE در $SNR = 0db$ به‌ازای $\Delta = 10^{-4}$، $N = 92$ و $M = 46$.

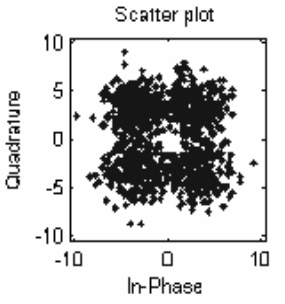
در شکل 22، خروجی یکسان‌ساز غیر خطی در $SNR = 0$ db نشان داده شده است. یکسان‌ساز غیر خطی دارای 92 وزن در فیلتر پیش‌رو و 46 وزن در فیلر پس‌رو است و $\Delta = 10^{-4}$ در نظر گرفته شده است. فیلتر یکسان‌ساز خطی با 46 وزن و همچنین $\Delta = 10^{-4}$ شبیه‌سازی شده است. تعداد وزن‌ها بر اساس حداکثر تأخیر کانال در نظر گرفته می‌شود. در واقع برای یکسان‌ساز غیر خطی داریم: $M = [\tau_{max}/T]$ و $N = 2M$. برای آموزش هر یک از یکسان‌سازها، 2500 سمبل به‌کار رفته و برای آموزش بهتر یکسان‌ساز، این رشته صد بار به یکسان‌ساز آموزش داده شده است.

شکل‌های 23 و 24 خروجی یکسان‌سازهای خطی و غیر خطی DFE را در $SNR = 20$ db نشان می‌دهد.

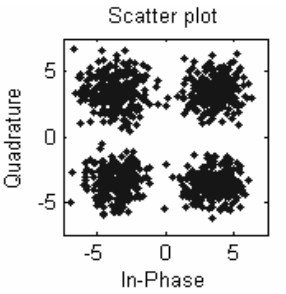
شکل 25 نمودار نرخ خطای بیت بر حسب تعداد تکرارهای رشته آموزش برای یکسان‌ساز DFE را نشان می‌دهد.

اگر یکسان‌ساز DFE به‌خوبی آموزش داده نشده و تعداد تکرارها برای رشته آموزش کم باشد، خروجی یکسان‌ساز DFE مطابق شکل 26 است.

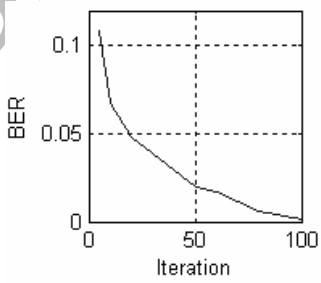
www.SID.ir



شکل 23: خروجی یکسان‌ساز خطی در $SNR = 20db$ به‌ازای $\Delta = 10^{-4}$ و $L = 46$.



شکل 24: خروجی یکسان‌ساز DFE در $SNR = 20db$ به‌ازای $\Delta = 10^{-4}$، $N = 92$ و $M = 46$.



شکل 25: نمودار نرخ خطا بر حسب تعداد تکرارها.

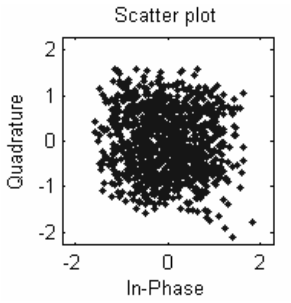
شکل 27 سیگنال صحبت را در ورودی فرستنده و شکل 28 سیگنال صحبت در خروجی گیرنده را نشان می‌دهد.

6- نتیجه‌گیری

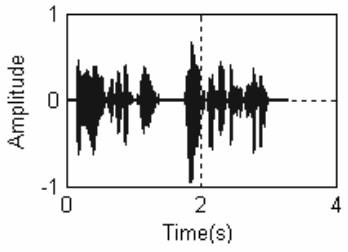
در این تحقیق، کانال زیر آب در خلیج فارس با روش شعاعی و با در نظر گرفتن نمایه سرعت و کف، شبیه‌سازی شده است و گیرنده‌های مختلف با دو نوع مدولاسیون در مورد آن آزمایش شده‌اند. گیرنده RAKE با توجه به نتایج به‌دست آمده در بخش شبیه‌سازی، مناسب به نظر می‌رسد. اما اگر در گیرنده RAKE تضعیف و تأخیر هر مسیر مشخص نباشد، باید توزیع آنها تخمین زده شود که این امر، افزایش احتمال خطا را به همراه دارد. لذا استفاده از گیرنده RAKE توصیه نمی‌شود. با توجه به نتایج به‌دست آمده در شکل‌های 22 و 23، یکسان‌ساز DFE خروجی بهتری را نسبت به یکسان‌ساز خطی ارائه می‌دهد. بنابراین استفاده از گیرنده با ساختار یکسان‌ساز DFE برای مخابرات زیر آبی خلیج فارس پیشنهاد می‌گردد.

مراجع

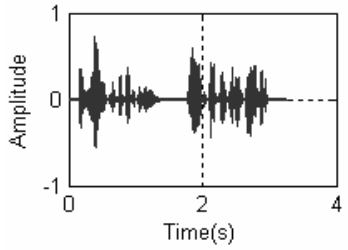
[1] M. Stojanovic, "Underwater acoustic communications," in *Invited Paper, Proc. IEEE Electro Int. Conf., Boston, MA*, pp. 435-440, Jun. 1995.
[2] F. Xiong, *Digital Modulation Techniques*, Artech House, Boston, US, 2000.
[3] A. S. Spanias, "Speech coding," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 10, pp. 1541-1582, Oct. 1994.



شکل 26: خروجی یکسان‌ساز DFE بدون آموزش.



شکل 27: سیگنال صحبت در ورودی فرستنده.



شکل 28: سیگنال صحبت در خروجی گیرنده با استفاده از یکسان‌ساز DFE پس از آموزش.

[4] T. Painter and A. S. Spanias, "Perceptual coding of digital audio," *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, no. 4, pp. 451-515, Apr. 2000.
[5] M. Y. Rhee Internet Security, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
[6] B. Stephen, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Upper Saddle River, N. J., Prentice Hall, 1995.
[7] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, New York, 1992.
[8] A. Falahati, B. Woodward, and S. C. Bateman, "Underwater acoustic channel models for 4800 b/s QPSK signals," *IEEE J. of Oceanic Engineering*, vol. 16, no. 1, pp. 1-20, Jan. 1991.
[9] R. J. Urick, *Principles of Underwater Sound*, McGraw - Hill Book Company, 3rd Edition, 1983.
[10] C. Viala, C. Noel, and G. Lapieer, "Simulation of acoustic signal in time varying multipath underwater channel," *Underwater Acoustics for Deep Sea Applications*, 17 Jun. 2002, http://www.semantic-ts.fr/articles/publis/gr2a.doc.
[11] K. C. Hegewisch, N. R. Cerruti, and S. Tomsovic, "Ocean acoustic wave propagation and ray method correspondence: internal wave fine structure," *the J. of the Acoustical Society of America*, vol. 114, no. 4, p. 2428, Oct. 2003.
[12] ا. خدایاری، ع. ولی‌نژاد و م. قاسمیان، "مدل‌سازی انتشار امواج آکوستیکی در دریا و مدل‌سازی عملکرد سونار،" *دوازدهمین کنفرانس برق ایران*، جلد اول، صص. 337-331، مشهد، 1383.
[13] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communication Over Fading Channels*, John Wiley & Sons Ltd, 2000.
[14] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Ed. Boston, MA McGraw Hill, 1995.
[15] J. G. Proakis, M. Stojanovic, and J. Catipovic, "Phase coherent digital communications for underwater acoustic communications," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 19, no. 1, pp. 100-111, Jan. 1994.
[16] M. Stojanovic, "Recent advances in high - speed underwater acoustic communications," *IEEE J. of Oceanic Engineering*, vol. 121, no. 2, pp. 125-136, Apr. 1996.
[17] J. P. Gomes and V. Barroso, *SDR Underwater Acoustic Modem*, Ph. D. Thesis, Instituto de Sistemas e Robotica, Lisboa, Portugal, Apr. 2005.

Archive of SID
www.SID.ir

حمیدرضا بخشی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق- الکترونیک در سال 1371 از دانشگاه تهران و در مقاطع کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق- مخابرات به ترتیب در سالهای 1374 و 1380 از دانشگاه تربیت مدرس به پایان رسانده است و هم‌اکنون عضو هیات علمی دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه شاهد می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: پردازش سیگنال، سیستم‌های مخابرات سیار و تخمین پارامترهای کانال مخابراتی.

حسین شهبازی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق- الکترونیک در سال 1383 از دانشگاه شهید بهشتی و در مقطع کارشناسی ارشد مهندسی برق- مخابرات در سال 1386 از دانشگاه شاهد به پایان رسانده است و هم‌اکنون در پژوهشکده تحقیقات مهندسی وزارت جهاد سازندگی مشغول به کار می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: پردازش سیگنال، سیستم‌های سونار و رادار.

Archive of SID

www.SID.ir