

بهینه‌سازی الگوریتم تخمین آفست فرکانسی مبتنی بر تخمین کانال

برای کانال HF

یحیی روایی^۱

محمد مهدی نژاد نوری^۲، محمد حسین مدنی^۳، قاسم عصارزاده^۴

چکیده

در این مقاله به بهینه‌سازی الگوریتم تخمین آفست فرکانسی مبتنی بر تخمین کانال، که برای کانال‌های فرکانس‌گزین ارائه شده و دارای سرعت همگرایی مناسبی می‌باشد، برای استفاده در کانال HF پرداخته شده‌است. به دلیل تغییرات زمانی کانال HF زمان همدوسی در این کانال کوتاه آفست فرکانسی باقیمانده، با حذف تخمین‌های نادرست و انجام عمل میانگین‌گیری بر روی سایر تخمین‌ها، تخمین مطلوب بدست می‌آید. شبیه‌سازی تحت شرایط کانال با توجه به استاندارد MIL-STD-188-110B، انجام شده است. نتایج نشان می‌دهد روش پیشنهادی باعث بهبود عملکرد الگوریتم تخمین آفست فرکانسی مبتنی بر تخمین کانال در کانال HF می‌شود.

کلید واژه

کانال HF، آفست فرکانسی، تخمین کانال، همسان‌ساز بازخور تصمیم (DFE).

^۱ دانشگاه صنعتی مالک اشتر، yahyaravaei@gmail.com

^۲ دانشگاه صنعتی مالک اشتر

^۳ دانشگاه صنعتی مالک اشتر

^۴ کارشناس ارشد برق مخابرات، دانشگاه تهران

مقدمه

در دهه‌های اخیر انتقال دیجیتال اطلاعات از طریق کانال HF به دلیل فراهم کردن امکان مخابرات راه دور از طریق انتشار یونیسفری و همچنین ساده و کم‌هزینه بودن تجهیزات مورد نیاز، مورد توجه بوده است. با این وجود این کانال نیز دارای نقاط ضعفی است، در این کانال به دلیل وجود فیدینگ چند مسیری پاسخ ضربه کانال به اندازه چند بازه زمانی سمبل گسترده می‌شود و منجر به وجود آمدن تداخل بین‌سمبلی (ISI) و بروز نول‌های طیفی می‌شود، عامل دیگری که باعث تخریب سیگنال است آفست فرکانسی ناشی از پدیده داپلر و همچنین عدم یکسان بودن فرکانس حامل فرستنده و گیرنده می‌باشد.

در کانال HF با توجه به پاسخ ضربه کانال و گستردگی تأخیر^۵ آن همواره به همسان‌ساز نیاز است. آفست فرکانسی موجود در سیگنال دریافتی به همسان‌ساز برای دنبال کردن تغییرات کانال بار اضافی تحمیل می‌نماید، بنابراین با یافتن آفست فرکانسی و حذف آن قبل از انجام عمل همسان‌سازی می‌توان پیچیدگی همسان‌ساز را کاهش داد.

روش‌های رایج تخمین آفست فرکانسی به صورت داده‌یار مانند روش فیتز^۶ و روش M&M^۷ که در کانال AWGN عملکرد مطلوبی دارند، در کانال HF به دلیل وجود فیدینگ چندمسیری عملکرد بدی از خود نشان می‌دهند. به منظور یافتن یک تخمین دقیق و سریع، به روشی که منطبق بر ویژگی کانال باشد نیاز داریم. در این مقاله از روش ارائه شده در مرجع [۱] برای تخمین آفست فرکانسی استفاده شده است. روش ارائه شده برای کانال‌های فرکانس‌گزین که نول‌های طیفی شدید نداشته و تغییرات زمانی آهسته‌ای دارند مناسب می‌باشد. در این روش تنها با داشتن دنباله همزمانسازی یا sync-word می‌توان به سرعت تخمین آفست فرکانسی را بدست آورد. در این روش برای تصحیح آفست فرکانسی، پاسخ ضربه کانال در دو یا بیش از دو لحظه از زمان ارسال دنباله داده مشخص، یعنی دنباله همزمانسازی، که فاصله زمانی بین این لحظات زیاد نمی‌باشد تخمین زده می‌شود.

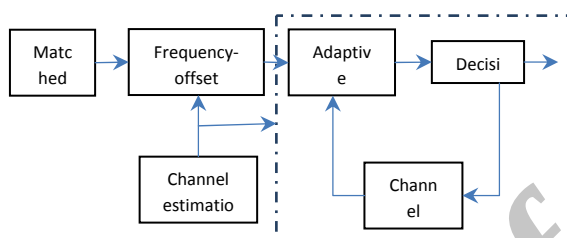
نقاط محاسبه تخمین نزدیک به هم انتخاب می‌شوند تا بتوان هرگونه تغییرات موجود در کانال به جزء چرخش ناشی از آفست فرکانسی را ناچیز فرض کرد و از آن صرفنظر نمود. بنابراین می‌توان متوسط تغییرات فاز در پاسخ ضربه کانال را که متناظر با آفست فرکانسی موجود است پیدا نمود [۱]. در کانال HF زمان همدوسی کوتاه و تغییرات کانال سریع می‌باشد و همچنین کانال نول‌های طیفی شدیدی دارد، بنابراین روش مذکور که با فرض تغییرات زمانی آهسته کانال و عدم وجود نول طیفی شدید ارائه گردیده، عملکرد مطلوبی از خود نشان نمی‌دهد. در بخش چهارم الگوریتم روش مذکور ارائه گردیده و نتایج عملکرد آن در جدول (۱) نشان داده شده است، همانطور که ملاحظه می‌شود آفست‌های فرکانسی بدست آمده (Δf_j) مقادیر صحیح و کوچکتر از 0.1Rs را نشان می‌دهد و تنها چند تخمین نادرست در بین آنها دیده می‌شود که در اثر عملکرد ضعیف این روش در کانال HF به وجود آمده‌اند و منجر به تخمین نادرست Δf گردیده‌اند، و خطای تصمیم‌گیری روی سمبل‌ها به گونه‌ای افزایش یافته که امکان آشکارسازی سمبل‌های پیام تقریباً غیرممکن شده است.

در این مقاله روشی پیشنهاد شده است که در آن با در نظر گرفتن تغییرات کانال HF و اطلاع از رنج آفست فرکانسی موجود در کانال، تخمین‌های آفست فرکانسی که خارج از محدوده مورد نظر می‌باشند حذف شده و عمل میانگین‌گیری روی سایر تخمین‌ها به منظور بدست آوردن تخمین مطلوب انجام می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد می‌توان توسط روش پیشنهادی مشکل روش موجود [۱]، که غیر قابل استفاده در کانال HF می‌باشد، را برطرف نموده و از آن در کانال HF نیز استفاده نمود.

ساختار بلوکی گیرنده

ساختار کلی گیرنده در شکل (۱) نشان داده شده است. این ساختار شامل تخمین کانال، تخمین آفست فرکانسی [۱] و ساختار ترکیبی همسان‌ساز و بازیابی حامل می‌باشد. ابتدا سیگنال دریافتی برای کاهش اثر نویز از فیلتر منطبق عبور می‌نماید، سپس از سیگنال‌های فیلتر شده برای بدست آوردن تخمین آفست فرکانسی کانال استفاده می‌شود. از تخمین کانال بدست آمده می‌توان به عنوان مقدار اولیه برای افزایش سرعت همگرایی همسان‌ساز نیز استفاده نمود. مجموعه‌ای که پس

از بلوک تصحیح کننده آفست فرکانسی قرار گرفته ساختار ترکیبی همسان ساز و فقی و بازیابی حامل می باشد که برای حذف مشترک ISI و خطای فاز استفاده می شود. بلوک تصحیح کننده آفست فرکانسی قبل از همسان ساز استفاده شده است تا از تحمیل بار اضافی بر همسان ساز برای دنبال کردن تغییرات کانال که ناشی از آفست فرکانسی موجود در سیگنال دریافتی است، جلوگیری شود.



شکل ۱. نمودار بلوکی ساختار گیرنده

مدل سیگنال

در گیرنده نمونه های ارسالی کانالو شده با پاسخ ضربه کانال به اضافه نویز جمع می را دریافت می نمایم. معادل پایین گذر نمونه های دریافتی از یک کانال فیدینگ چندمسیری که باعث به وجود آمدن آفست فرکانسی و خطای فاز می شود، به صورت زیر بیان می شود

$$y(kT_s) = \sum_i \sum_m e^{j(\Delta\omega kT_s + \theta)} h_i c_m g(kT_s - mT - \tau_i - \tilde{\tau}_0) + V(kT_s) \quad (1)$$

که در آن $\tilde{\tau}_0$ تأخیر هر یک از مسیرها می باشد که به دلیل عدم همزمانی کلاک گیرنده و فرستنده ایجاد می شود. $\Delta\omega$ آفست فرکانسی و θ خطای فاز می باشد. c_m سمبل ارسالی را نشان می دهد. $g(t)$ فیلتر کسینوس برآمده می باشد که شامل فیلتر فرستنده و فیلتر گیرنده است. T دوره تناوب سمبل و $T/T_s = p$ است، بنابراین p نمونه متناظر با یک سمبل ارسالی وجود دارد. بهره مختلط و تأخیر نسبی هر یک از مسیرها می باشند. در اینجا فرض شده است که تأخیر اولین مسیر صفر می باشد. $V(KT_s)$ نمونه های نویز گوسی است. نمایش ماتریسی معادله بالا به صورت زیر می باشد.

$$\bar{Y} = \Phi \bar{X} \bar{H} + \bar{V} \quad (2)$$

Φ ماتریس نامعلوم آفست فرکانسی می باشد و H بردار پاسخ ضربه کانال می باشد. $\Delta\omega$ و عناصر H هدف تخمین می باشند.

تصحیح آفست فرکانسی به کمک تخمین کانال و بهینه سازی آن برای کانال HF

فرض کنید که طول پاسخ ضربه کانال L باشد، بنابراین پاسخ ضربه مختلط کانال برابر است با $\bar{H} = [h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T$. دنباله آغازین^۱ در لحظات نمونه به همین صورت برابر است با $\bar{X}(k) = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]$. به منظور تخمین کانال، قسمتی از نمونه های ارسالی $x(k)$ به طول m را انتخاب می نماییم، بردار دریافتی متناظر برابر است با

$$\bar{Y}_M^k = [r(k), r(k+1), \dots, r(k+M-1)]^T$$

بنابراین می توان نوشت:

$$\bar{Y}_M^k = \Phi_M^k X_M^k \bar{H} + \bar{V} \quad (۳)$$

$$X_M^k = \begin{bmatrix} x(k) & x(k-1) & \dots & x(k-L+1) \\ x(k+1) & x(k) & \dots & x(k-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(k+M-1) & x(k+M-2) & \dots & x(k+M-L) \end{bmatrix}$$

که در آن $\bar{V} = [v(0), v(1), \dots, v(M-1)]^T$ برداری از M نمونه مستقل نویز جمععی گوسی می باشد. در اینجا فرض می شود که در هنگام ارسال L نمونه، چرخش فاز ناشی از آفست فرکانسی تمام این نمونه ها یکسان است، بنابراین داریم

$$\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \\ \vdots \\ y(k+M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j(\Delta\omega k T_s)} & & & \\ & e^{j(\Delta\omega (k+1) T_s + \theta)} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j(\Delta\omega (k+M-1) T_s + \theta)} \end{bmatrix} \cdot \quad (۴)$$

^۱preamble

یحیی‌روایی

$$\begin{bmatrix} x(k) & x(k-1) & \cdots & x(k-L+1) \\ x(k+1) & x(k) & \cdots & x(k-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(k+M-1) & x(k+M-2) & \cdots & x(k+M-L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ v(M-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v(0) \\ v(1) \\ \vdots \\ v(M-1) \end{bmatrix}$$

$$\Phi_M^k = \begin{bmatrix} e^{j(\Delta\omega k T_s)} & & & \\ & e^{j(\Delta\omega(k+1)T_s + \theta)} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j(\Delta\omega(k+M+1)T_s + \theta)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

باید توجه کرد که در رابطه (۳) Φ_M^k ، $\vec{H}$ مجهول می‌باشند و باید تخمینی از این دو بدست آوریم.

در اینجا Φ_M^k را می‌توان توسط یک ماتریس واحد $M \times M$ تقریب زد، به عبارت دیگر فرض می‌کنیم که چرخش نمونه‌ها در اثر آفست فرکانسی برای M نمونه پشت سرهم یکسان است، که یک فرض قابل قبول در عمل می‌باشد، مخصوصاً زمانی که M بسیار کوچک باشد. با این فرض Φ_M^k را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$\Phi_M^k = \begin{bmatrix} e^{j(\Delta\omega k T_s)} & & & \\ & e^{j(\Delta\omega(k+1)T_s + \theta)} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j(\Delta\omega(k+M+1)T_s + \theta)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$= e^{j(\Delta\omega k T_s + \theta)} \times I_{M \times M}$$

بنابراین می‌توان رابطه (۳) را به صورت زیر نوشت

$$\vec{Y}_M^{-k} = X_M^k \vec{H} e^{j(\Delta\omega k T_s + \theta)} + \vec{V} = X_M^k \vec{H}'_k + \vec{V} \quad (7)$$

که در آن $\vec{H}'_k = \vec{H} e^{j(\Delta\omega k T_s + \theta)}$ ، حالا یک مجموعه دیگر از M نمونه پشت سرهم در دنباله آغازین به صورت $x(k+i)$ تا $x(k+i+M-1)$ ، انتخاب می‌کنیم که در آن $k+i+M \leq N$ است، در نتیجه داریم $\vec{Y}_M^{k+i} = [r(k+i), r(k+i+1), \dots, r(k+i+M-1)]^T$ مانند روند قبل می‌توان نوشت

$$Y_M^{-k+i} = X_M^{k+i} \bar{H} e^{j(\Delta\omega(k+i)T_s + \theta)} + V^- = X_M^{k+i} \bar{H}'_{k+i} + V^- \quad (8)$$

مانند X_M^{k+i} است با این تفاوت که هریک از عناصر آن یک آفست به طول i نسبت به عناصر X_M^k دارند. همچنین در مقایسه با $\bar{H}_k$ ، عناصر $\bar{H}'_{k+i}$ بار بیشتر دچار چرخش فاز شده‌اند. از روابط (۷) و (۸)، می‌توانیم یک تخمین از $\bar{H}_k$ با آفست k و یک تخمین از $\bar{H}'_{k+i}$ با آفست $k+i$ بدست آوریم [۱].

$$\hat{H}_k' = ([X_M^k]^H [X_M^k])^{-1} [X_M^k]^H Y_M^{-k} \quad (9)$$

$$\hat{H}_k' = ([X_M^{k+i}]^H [X_M^{k+i}])^{-1} [X_M^{k+i}]^H Y_M^{-k+i} \quad (10)$$

که در آن $[\bullet]^H$ به معنی مزدوج مختلط ترانهاده ماتریس می‌باشد. بنابراین روابط (۹) و (۱۰) دو تخمین از پاسخ ضربه کانال که به اندازه i نمونه از یکدیگر فاصله دارند را بدست می‌دهند، بنابراین با وجود نویز، دو تخمین تنها در فاز با یکدیگر اختلاف دارند که مستقیماً متناظر با آفست فرکانس است. بنابراین می‌توان از روابط (۹) و (۱۰) نتیجه گرفت که هر یک از عناصر بردار کانال تخمینی از آفست فرکانسی را ارائه می‌کند. برای بدست آوردن تخمین نهایی می‌توان از این L تخمین میانگیری کرد. تخمین را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi i L T_s} \sum_{j=0}^{L-1} [\angle(\hat{h}_{k+i}(j) - \hat{h}_k(j))] \quad (11)$$

$$= \frac{m}{2\pi i L T} \sum_{j=0}^{L-1} [\angle(\hat{h}_{k+i}(j) - \hat{h}_k(j))]$$

یا می‌توان همین رابطه را با استفاده از ضرایب وزنی هریک از عناصر به صورت زیر نوشت

$$\Delta f = \frac{m}{2\pi i L T} \left(\sum_{j=0}^{L-1} |\hat{h}_k(j)|^2 [\angle(\hat{h}_{k+i}(j) - \hat{h}_k(j))] \right) / \sum_{j=0}^{L-1} |\hat{h}_k(j)|^2 \quad (12)$$

که در آن $\angle \bullet$ زاویه یا فاز را نشان می‌دهد، و $\hat{h}_k(j)$ امین عنصر از بردار $\hat{H}_k'$ می‌باشد. انتخاب L معمولاً به تعداد شیرهای همسان ساز وابسته است.

می‌توان با انتخاب دنباله‌های مختلف ورودی که به فاصله i از یکدیگر قرار گرفته‌اند، یک مجموعه

تخمین Δf داشت، که به این صورت بیان می‌شوند $\left\lfloor \frac{N-M}{i} \right\rfloor$, $j = 1, 2, \dots$, Δf_j . سپس می‌توان از

این $\left\lfloor \frac{N-M}{i} \right\rfloor$ تخمین نیز میانگین گرفت تا جیتر تخمین کاهش یابد و به تخمین بهتری دست

یافت. بنابراین تخمین نهایی برابر است با

$$\tilde{\Delta f} = \frac{1}{\left\lfloor \frac{N-M}{i} \right\rfloor} \sum_{j=1}^{\left\lfloor \frac{N-M}{i} \right\rfloor} \Delta f_j \quad (13)$$

که در آن $\left\lfloor \cdot \right\rfloor$ یعنی نزدیکترین عدد صحیح کوچکتر از عملوند. با داشتن تخمین $\tilde{\Delta f}$ می‌توان آفست فرکانسی موجود در رابطه (۱) را حذف نمود، ولی در عمل همانطور که بیان شد به دلیل تغییرات زمانی و وجود نولهای شدید در کانال HF فرض ثابت بودن کانال در بازه زمانی k و $k+i$ نامعتبر است و این موضوع باعث به وجود آمدن خطای زیادی در تخمین‌های بدست آمده می‌شود و در نتیجه باعث می‌شود این روش در کانال HF عملکرد مطلوبی از خود نشان ندهد.

با توجه به اینکه هدف از این روش تخمین آفست‌های فرکانسی باقیمانده و دقیق می‌باشد و آفست فرکانسی درشت^۹ قبلاً توسط الگوریتم [۶] MLE#2 که دقت آن 0.1 Rs حذف شده است. بنابراین الگوریتم تخمین آفست فرکانسی دقیق باید آفست فرکانسی باقیمانده که 0.01 Rs می‌باشد را حذف نماید. در جدول (۱) نتایج استفاده از این روش نشان داده شده است، همانطور که ملاحظه می‌شود آفست‌های فرکانسی بدست آمده (Δf_j) مقادیر صحیح و کوچکتر از 0.01 Rs را نشان می‌دهد و تنها چند تخمین نادرست در بین آنها دیده می‌شود که در اثر عملکرد ضعیف این روش در کانال HF به وجود آمده‌اند و منجر به تخمین نادرست $\tilde{\Delta f}$ می‌شوند.

به منظور حل این مشکل و استفاده از این روش برای تخمین آفست فرکانسی در کانال HF روشی پیشنهاد شده به اینصورت که با دانستن رنج آفست فرکانسی باقیمانده می‌توان تخمین‌هایی که خارج از بازه مورد انتظار هستند را حذف نموده و عمل میانگین‌گیری را روی سایر تخمین‌ها انجام داد. رنج آفست فرکانسی باقیمانده همانطور که بیان گردید 0.1 Rs است. بنابراین تخمین‌هایی

^۹ Coarse

که در آن $\left\lfloor \frac{N-M}{i} \right\rfloor, j = 1, 2, \dots$ یا $\Delta f_j > .01Rs$ یا $\Delta f_j < -.01Rs$ است را حذف نموده و میانگین گیری روی سایر تخمین ها انجام می شود.

$$\Delta \tilde{f} = \text{mean}(\Delta f_j) \text{ for } |\Delta f_j| < .01Rs \quad (14)$$

با داشتن تخمین $\Delta \tilde{f}$ می توان آفست فرکانسی موجود در رابطه (۱) را حذف نمود بنابراین رابطه (۱) را می توان به این صورت نوشت

$$y(kT_s) = \sum_i \sum_m e^{j\theta} h_i c_m g(kT_s - mT - \tau_i - \tilde{\tau}_0) + V(kT_s) \quad (15)$$

می توان دید که $\theta, \tilde{\tau}_0$ و ISI باقی مانده است.

جدول ۱. نتایج استفاده از الگوریتم در کانال HF

	Δf_j	$\Delta \tilde{f}$	$\Delta \tilde{f}$
یک بار	23/9350 22/1689 20/9695		
	260/2187 21/0396	89/07866	22/06864
اجرا	135.9839340/1035 22/8521		
	20/3996 26.1158		

با توجه به جدول (۱) ضریب ۰/۰۱ می تواند اعداد بزرگتر تا ۰/۰۴ (۱۰۰/RS) نیز باشد ولی با توجه به اینکه دقت الگوریتم تخمین آفست فرکانسی درشت برابر با ۰/۰۱ است تخمین های صحیح در محدوده ۰/۰۱Rs قرار گرفته و با استفاده از ضریب بزرگتر (۰/۰۴) نیز نتایج مشابه با حالتی است که از ضریب ۰/۰۱ استفاده شود. چنانچه از ضریب بزرگتر از ۰/۰۴ استفاده شود منحنی احتمال خطا همانگونه که از شکل (۴) دیده می شود مشابه با حالتی است که از روش قدیمی استفاده شود و تخمین های حذف شده باعث بهبود نتایج نخواهد شد.

طبق رابطه زیر

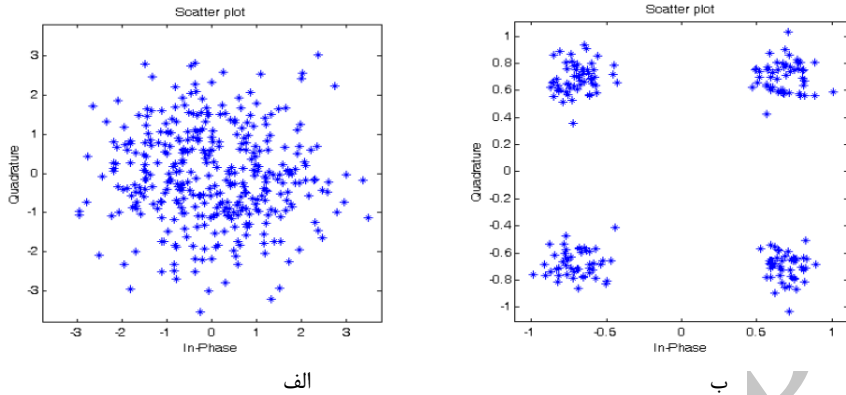
$$\Delta T_c \approx \frac{1}{f_d} \quad (16)$$

که در آن ΔT_c زمان همدوسی و f_d فرکانس داپلر است هر چه فرکانس داپلر افزایش یابد زمان همدوسی کاهش می یابد. با توجه روش به کار رفته برای تخمین آفست فرکانسی، با کاهش زمان

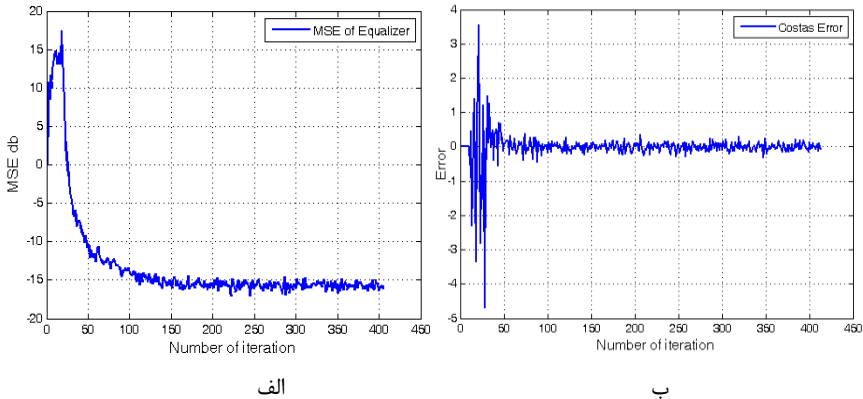
همدوسی تعداد تخمین‌های صحیح آفست فرکانسی نیز کاهش می‌یابد. فرکانس داپلر در کانال HF بین 0.1 Hz تا 1 Hz می‌باشد [۹]، در بخش پنجم نتایج شبیه‌سازی توسط روش پیشنهادی برای زمان‌های همدوسی مختلف با فرکانس‌های داپلر 0.2 Hz و 1 Hz ارائه شده است. پس از تصحیح آفست فرکانسی، خطای فاز، ISI، و خطای زمانبندی نمونه‌های دریافتی موجود است. برای جبران خرابی ناشی از کانال از همسان‌ساز و بازیابی حامل استفاده می‌نماییم.

شبیه‌سازی

در شبیه‌سازی با توجه استاندارد MIL-STD-188-110B، کانال HF برای دو زمان همدوسی متمایز به ترتیب با این مشخصات در نظر گرفته شده است: یک کانال دو مسیره با شیفت داپلر 0.2 Hz و 1 Hz ، گستردگی زمانی 1 ms ، تابع چگالی طیف توان (یا طیف داپلر) هر یک از مسیرها گوسی می‌باشد و تأخیر ناشی از کانال ۴ نمونه است. دنباله سمبل ارسالی شامل ۵۰۰ سمبل QPSK می‌باشد که به صورت تصادفی انتخاب شده اند و دنباله آموزشی $d(k)$ از ۱۰۰ سمبل اول همین دنباله سمبل تصادفی QPSK ایجاد شده است. SNR برابر با 22 dB و فاکتور فراموشی برابر با $\lambda = 0.99$ انتخاب شده است و دنباله آموزشی به اندازه چهار نمونه تأخیر یافته است. منحنی‌های یادگیری، نتیجه میانگیری ۱۰۰ بار اجرای برنامه می‌باشند. عملکرد روش پیشنهادی در مقایسه با الگوریتم موجود [۱] بر مبنای احتمال خطای بیت بر حسب نسبت سیگنال به نویز ارزیابی شده است. نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های ۲، ۳ و ۴ ارائه شده است. همانطور که از شکل ۲ مشاهده می‌شود با استفاده از الگوریتم موجود نمی‌توان به خوبی اطلاعات را بازیابی نمود ولی با استفاده از روش پیشنهادی به خوبی اطلاعات قابل بازیابی است. همچنین منحنی همگرایی همسان‌ساز و خطای فاز در شکل (۳) نشان می‌دهد که همسان‌ساز و الگوریتم بازیابی حامل هر دو همگرا شده‌اند. در شکل (۴) منحنی احتمال خطا بر حسب SNR نشان می‌دهد که الگوریتم موجود در کانال HF عملکرد ضعیفی از خود نشان می‌دهد در حالی که با استفاده از روش ارائه شده در این مقاله می‌توان از همان الگوریتم به خوبی برای بدست آوردن تخمین آفست فرکانسی در این کانال استفاده نمود.



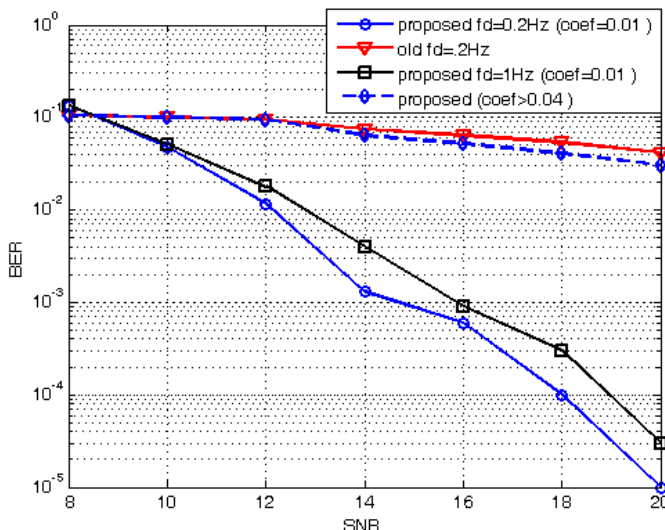
شکل ۲. الف) نمودار فلکی سمبل‌های دریافتی پس از استفاده از الگوریتم موجود
 ب) نمودار فلکی سمبل‌های دریافتی پس از استفاده از روش پیشنهادی.



شکل ۳. الف) منحنی همگرایی همسان‌ساز. ب) منحنی همگرایی خطای فاز بازیابی فاز حامل.

همان‌گونه که از منحنی احتمال خطای شکل (۴) دیده می‌شود اگرچه تعداد تخمین‌های نادرست برای زمان هم‌دوسی کمتر ($f_d = 1\text{Hz}$) افزایش یافته ولی به دلیل اینکه تخمین‌های نادرست توسط روش پیشنهادی حذف می‌گردد و روی سایر تخمین‌ها میانگین‌گیری انجام می‌شود تقریباً منحنی احتمال خطای آن مشابه با منحنی احتمال خطا برای کانال با زمان هم‌دوسی بیشتر ($f_d = 2\text{Hz}$) است. از روش پیشنهادی برای کانال با زمان‌های هم‌دوسی کوتاه‌تر نیز استفاده گردید، نتایج نشان می‌دهد که برای ($f_d = 2\text{Hz}$) توسط روش پیشنهادی به دلیل اینکه تمام تخمین‌های بدست آمده نادرست می‌باشد

مقداری برای Δf بدست نمی‌آید. بنابراین روش پیشنهادی برای زمان‌های همدوسی کوچکتر عملکرد مناسبی نخواهد داشت.



شکل ۴. منحنی احتمال خطا نسبت به سیگنال به نویز.

نتیجه‌گیری

در این مقاله به بهینه‌سازی الگوریتم ارائه شده برای تخمین آفست فرکانسی دقیق، که برای کانال‌های فرکانس‌گزين ارائه شده و دارای سرعت همگرایی مناسبی می‌باشد، پرداخته شده است. در کانال HF زمان همدوسی کوتاه و تغییرات کانال سریع می‌باشد و همچنین کانال نول‌های طیفی شدیدی دارد، بنابراین روش موجود [۱] که با فرض تغییرات زمانی آهسته کانال و عدم وجود نول طیفی شدید ارائه گردیده، عملکرد مطلوبی از خود نشان نمی‌دهد. برای استفاده از این الگوریتم در کانال HF روشی پیشنهاد شده است که در آن پس از حذف آفست فرکانسی درشت و با دانستن محدوده آفست فرکانسی باقیمانده و حذف تخمین‌های نادرست می‌توان الگوریتم موجود را بهبود بخشید و از آن در کانال HF نیز استفاده نمود. نتایج تحلیلی و شبیه‌سازی نشان می‌دهد می‌توان توسط روش پیشنهادی مشکل روش موجود، که غیر قابل استفاده در کانال HF می‌باشد، را برطرف نموده و از آن در کانال HF نیز استفاده نمود.

- [1] Ahmad R.S.Bahai and Mohsen Sarraf. Frequency offset estimation in frequency selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Communication, 1997. pp.1719-1723.
- [2] M.Luise, R.Reggiannini. Carrier Frequency Recovery in ALL-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions[J]. IEEE Transactions on Communication, 1995, 43(2),pp.1169-1178.
- [3] Umberto Mengali, M.Morelli. Date-Aided frequency estimation for burst digital transmission[J]. IEEE transactions on communication, 1997, 45(1),pp. 23-25.
- [4] D. D. Falconer, E. Eleftheriou, “*Adaptive Equalization Techniques for HF Channels* ” IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol. SAC-5, NO. 2, February 1987.
- [5] F. M. Hsu, “*Square Root Kalman Filtering for High-Speed Data Received over Fading Dispersive HF Channels,*” IEEE Transaction on Information Theory, Vol. IT-28, No. 5, September 1982.
- [6] M. Morelli and U. Mengali, “Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels”, IEEE Trans. on Commun., vol. 48, no. 9 Sept. 2000, pp. 1580-1589,.
- [7] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [8] J. G. Proakis, M. Salehi, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 2008.
- [9] Watterson, C.C., Juroshek, W.D., and Bensema, W.D., Experimental Confirmation of an HF Channel Model, IEEE Trans.Comm. Technol., Vol. COM-18, Dec. 1970.