

تخمین کور انحراف فرکانسی با استفاده از الگوریتم‌های وقتی در سیستم‌های OFDM ناهمدوسی

امید ترابیان^{۱*}، کمال محامدپور^۲، علی گلستانی^۳، حامد احمدیان یزدی^۴

۱- کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

۲- استاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

۳- کارشناسی ارشد، دانشگاه جامع امام حسین^(ع)

۴- دانشجوی دکتری، دانشگاه جامع امام حسین^(ع)

(دریافت: ۹۴/۶/۴، پذیرش: ۹۴/۱۰/۲۶)

چکیده

با گسترش روزافزون سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم، استفاده از سیستم‌هایی با نرخ داده بالا مورد توجه قرار گرفته است؛ از جمله این سیستم‌ها، می‌توان به OFDM اشاره کرد. از ویژگی‌های مهم این سیستم، استفاده بهینه از پهنای باند و مقاومت در برابر خطاهای ناشی از چندمسیره‌بودن محیط انتشار است. سیستم OFDM نسبت به انحراف فرکانسی حساسیت بالایی دارد و باتوجه به اهمیت شنود سیگنال در پدافند سایبری لازم است از روش‌های تخمین کور فرکانسی مبتنی بر ساختار ذاتی سیستم و بدون استفاده از سمبل‌های پایلوت برای جبران انحراف فرکانسی استفاده کرد. بر همین اساس در این مقاله یک الگوریتم تخمین انحراف فرکانسی کور مبتنی بر پیشوند چرخشی (CP) و با به‌کارگیری الگوریتم وقتی ارائه شده است که طی یک الگوریتم گام‌به‌گام به مقدار بهینه انحراف فرکانسی نزدیک می‌شود. در این روش پیشنهادی از الگوریتم‌های وقتی NLMS و RLS جهت ارائه روشی برای تخمین انحراف فرکانسی استفاده می‌گردد. ویژگی اصلی روش جدید ارائه شده، توانایی تخمین انحراف فرکانسی در حضور انحراف زمانی و در کانال چندمسیری با محوشدگی فرکانس‌گزين است. باتوجه به نتایج شبیه‌سازی‌ها در کانالی با محوشدگی فرکانس‌گزين، معیار MSE در روش NLMS حدود ۳dB و در روش RLS حدود ۷dB نسبت به سایر روش‌ها بهبود پیدا کرده است.

واژه‌های کلیدی: OFDM، انحراف فرکانسی، الگوریتم وقتی، پیشوند چرخشی، کانال چندمسیره فرکانس‌گزين، میانگین مربعات خطا

۱- مقدمه

نیاز بسیاری از سیستم‌ها و کاربردهای تجاری و نظامی در انتقال داده با نرخ بالا سبب شد که یک تکنیک مدولاسیون باند پهن برای ارسال و دریافت اطلاعات معرفی شود. مالتی‌پلکس تقسیم فرکانس متعامد^(۱) (OFDM) شامل یک کانال باند پهن است که به تعدادی زیرکانال باند باریک تقسیم شده است. در اینجا هر زیرحامل جداگانه مدوله شده و نسبت به یکدیگر متعامد می‌باشند و می‌توانند بدون هیچ تداخل بین حاملی مدوله شوند [۱].

در سال‌های اخیر، سیستم OFDM نقش مهمی در طراحی لینک‌های مخابراتی و استانداردهای تجاری ایفا نموده است. از سیستم OFDM در سال ۲۰۰۴ برای یک شبکه شهری بی‌سیم (طیف گسترده ثابت) تحت استاندارد IEEE 802.16a و در سال ۲۰۰۵ به‌منظور پیشرفت شبکه‌های سلولی سیار تحت استاندارد

از مزایای مهم OFDM، کاهش تداخل بین سمبلی ناشی از چندمسیره^(۲) بودن محیط انتشار و مقاومت در برابر محوشدگی فرکانس‌گزين^(۳) است. این مزایا ناشی از تغییرات به‌وجودآمده در طیف سیگنال و طول زمانی سمبل ارسالی می‌باشد. از معایب آن،

2- Downlink

3- Long Term Evolution

4- Multipath

5- Fading Frequency Selective

* رایانامه نویسنده مسئول: otorabian2008@gmail.com

1- Orthogonal Frequency Division Multiplexing

انتخاب پایلوت به تخمینی از انحراف فرکانسی و زمانی خواهد رسید و از این روش همگام‌سازی در کانال چندمسیره با محوشدگی سریع فرکانس‌گزن بهره می‌برد. مزیت این نوع الگوریتم‌ها دقت بالا در تخمین انحراف فرکانسی و عیب آن‌ها کاهش پهنای باند مفید ارسالی به دلیل به کارگیری سمبل‌های پایلوت است. اما دسته دیگر با استفاده از ساختار ذاتی سیستم OFDM، انحراف فرکانس حامل را تخمین می‌زند. از جمله ساختار ذاتی سیستم‌های OFDM، پیشوند چرخشی است. مزیت این نوع روش‌ها، استفاده بهینه از پهنای باند می‌باشد. در مراجع [۶-۱۱] الگوریتم‌هایی مطرح شده است که در این دسته از روش‌های تخمین انحراف فرکانس می‌گنجد.

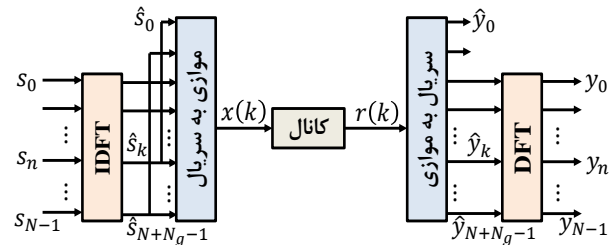
مقالات [۶ و ۷] به بیان الگوریتم‌هایی مبتنی بر ML^A می‌پردازند که با بهره‌بردن از ویژگی پیشوند چرخشی^۹ و بدون استفاده از پایلوت، انحراف فرکانسی و انحراف زمانی را تخمین می‌زنند. [۸ و ۹] الگوریتم‌هایی تحت حداقل کردن احتمال خطا ارائه می‌کنند اما به منظور کاهش واریانس تخمین‌گر ML ، به سراغ تخمین‌گر نوین MVU^{10} برای تخمین انحراف فرکانسی می‌روند که تخمینی بدون بایاس به ما می‌دهد. الگوریتم‌های ML و MVU الگوریتم‌هایی غیرواقعی هستند در نتیجه نیاز به تکرار ندارند. الگوریتم Spectral برخلاف دو الگوریتم قبل الگوریتمی واقعی^{۱۱} است و تخمینی از انحراف فرکانس را با بهره‌گیری از ویژگی ریپل داشتن چگالی طیف توان OFDM بیان می‌کند [۱۰].

در الگوریتم معرفی شده در [۱۱]، تخمین انحراف فرکانس و زمان منطبق بر پیشوند چرخشی و با به کارگیری الگوریتم $ROCKET^{12}$ صورت می‌گیرد. نتایج مقاله [۱۱] نشان می‌دهد الگوریتم معرفی شده عملکرد بهتری در مقایسه با الگوریتم MUSIC اصلی دارد.

۱-۱- روش پیشنهادی

روش تخمین انحراف فرکانسی به کار گرفته شده در مقاله، مبتنی بر پیشوند چرخشی است و براساس الگوریتم واقعی عمل می‌کند. نوآوری این روش در ارائه الگویی جدید برای تخمین انحراف فرکانسی در سیستم‌های OFDM ناهمدوس است. در این الگو، انحراف فرکانسی در سیگنال دریافتی از محیط قبل از FFT گیری و در حضور انحراف زمانی، طی الگوریتم‌هایی واقعی

بالا بودن نسبت پیک توان به متوسط توان^۱ (PAPR) و حساسیت نسبت به انحراف فرکانسی و زمانی است [۱].



شکل (۱). ساختار یک سیستم OFDM

یکی از بخش‌های مهم در تمامی سیستم‌های مخابراتی بخش همگام‌سازی^۲ در گیرنده است. همگام‌سازی، ترکیب کنترل و تخمین است و یکی از مهم‌ترین وظایف در گیرنده می‌باشد. در سیستم‌های OFDM، در صورت عدم همگام‌سازی گیرنده و فرستنده، تعامد بین زیرحامل‌ها از بین می‌رود و سبب ایجاد تداخل بین حاملی می‌شود که تا حد زیادی سبب کاهش عملکرد سیستم می‌گردد. همگام‌سازی را می‌توان به دو قسمت تخمین انحراف فرکانس حامل^۳ و تخمین زمان‌بندی^۴ پنجره DFT^5 تقسیم کرد. انحراف فرکانس حامل عمدتاً ناشی از عدم تطابق نوسان‌سازهای دو طرف خطوط ارتباطی، فرکانس داپلر^۶ و نویز فازی ایجاد شده به وسیله کانال غیرخطی است. انحراف زمانی ناشی از تأخیر کانال‌های چندمسیری و عدم همزمانی گیرنده و فرستنده است [۳]. بنابراین همگام‌سازی فرکانسی به دلیل از بین بردن تداخل بین حاملی از جایگاه ویژه‌ای برخوردار خواهد بود. در این مقاله به بیان روشی برای تخمین انحراف فرکانسی در حضور انحراف زمانی می‌پردازیم.

جهت همگام‌سازی در سیستم‌های OFDM روش‌های مختلفی وجود دارد که به دو دسته کلی الگوریتم‌های مبتنی بر پایلوت و الگوریتم‌های مبتنی بر ساختار ذاتی سیستم تقسیم می‌شود.

روش‌های پیشنهادی در [۴ و ۵] با به کارگیری سمبل‌های پایلوت، انحراف فرکانسی را تخمین می‌زنند. الگوریتم اشمیدل^۷ با توجه به ساختار منحصر به فرد پایلوت، انحراف فرکانسی و زمانی را تخمین می‌زند [۴]. الگوریتم مقاله [۵]، با توجه به نحوه

8- Maximum Likelihood
9- Cyclic Prefix
10- Minimum Variance Unbiased
11- Adaptive Algorithm
12- Reduced Order Correlation Kernel Estimation Technique

1- Peak to Average Power Ratio
2- Synchronization
3- Carrier Frequency Offset
4- Timing
5- Discrete Fourier Transform
6- Doppler Frequency
7- Schmidt

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N_p-1} h_i x(t - \tau_i) e^{j2\pi f_c t} + z(t) \quad (4)$$

که، Δf_c برابر انحراف فرکانس و $z(t)$ نویز گوسی سفید جمع شونده مختلط با میانگین صفر و واریانس σ_n^2 و مستقل از سیگنال ارسالی است.

اگر فرض کنیم در لحظات $t = mT + nT_s$ $n = 0, 1, \dots, N-1$ نمونه‌برداری کنیم؛ رابطه سیگنال دریافتی به صورت رابطه (۵) قابل بیان است [۱۲].

$$r(n) = \sum_{i=0}^{N_p-1} h_i x(mT + nT_s - \tau_i) e^{j2\pi \frac{en}{N}} + z(n) \quad (5)$$

که، ϵ انحراف فرکانس نرمالیزه شده و $m = 1, 2, \dots, N_s$ است.

۳- الگوریتم وقتی

الگوریتم وقتی، طی یک روند تکراری و به صورت گام‌به‌گام به ضرایب بهینه نزدیک می‌شود و از محاسبات سنگین همانند معکوس کردن ماتریس همبستگی جلوگیری خواهد شد. همچنین، تغییرات آمارگان فرآیند ما در روند به‌روزرسانی الگوریتم وقتی به صورت خودکار رهگیری می‌شود. الگوریتم LMS^۱ یکی از الگوریتم‌های وقتی است که یک روش عملی برای تحقق فیلتر وینر ارائه می‌دهد و هدف آن حداقل کردن میانگین مربعات خطا^۲ (MSE) است. در شکل (۲)، ساختار فیلتر وقتی به نمایش درآمده است [۱۳ و ۱۴].

باتوجه به تابع هزینه‌ای که در فیلتر وینر تعریف می‌شود؛ رابطه به‌روزرسانی ضرایب فیلتر وقتی به صورت رابطه (۶) حاصل می‌شود.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{u}(n) e^*(n) \\ \hat{d}(n) &= \mathbf{w}^H \mathbf{u}(n) \\ e(n) &= d(n) - \hat{d}(n) \end{aligned} \quad (6)$$

در روابط اخیر، M مرتبه فیلتر FIR، μ سایز پرش، d سیگنال مرجع، \mathbf{u} بردار سیگنال ورودی و \mathbf{w} بردار ضرایب فیلتر می‌باشد. با توجه به روابط پایه حاکم بر LMS، جمله اصلاح‌کننده در الگوریتم، نسخه نویزآلود از بردار گرادیان است؛ لذا ممکن است این ترم اصلاح‌کننده به صورت درستی اصلاح انجام ندهد. در این شرایط اگر ورودی به یکباره بسیار بزرگ شود؛ این ترم اصلاحی مخدوش می‌تواند ما را از همگرایی به شدت دور کند. در این صورت برای عبور از این مشکل، الگوریتم NLMS^۴ پیشنهاد

به صورت کور جبران می‌شود. یکی از ویژگی‌های مهم روش پیشنهادی عملکرد مناسب آن در حضور کانال چندمسیره فرکانس‌گزین است. عملکرد روش پیشنهادی از نظر معیار میانگین حداقل مربعات خطا با الگوریتم ML، MVU و Spectral مقایسه خواهد شد.

در ادامه مدل سیستمی OFDM را بیان خواهیم کرد؛ سپس الگوریتم پیشنهادی تخمین انحراف فرکانسی را معرفی و نتایج شبیه‌سازی آن را در کانال‌های AWGN و کانال چندمسیری با محوشدگی فرکانس‌گزین نشان خواهیم داد.

۲- مدل سیستم

در سیستم OFDM، N_d سمبل داده به N_d زیرحامل، به نام زیرحامل‌های داده، تحت معکوس تبدیل فوریه گسسته N نقطه‌ای مدوله می‌شوند. $N - N_d$ زیرحامل باقی‌مانده را زیرحامل مجازی می‌گویند و هیچ سمبل داده‌ای به آن‌ها اختصاص نمی‌یابند و در دو طرف زیرحامل‌های فعال قرار می‌گیرند و به عنوان یک باند محافظ مطرح می‌شوند. دنباله خروجی N نقطه‌ای IDFT را سمبل OFDM می‌نامند. فاصله محافظ یا همان پیشوند چرخشی، N_g نمونه آخر سمبل OFDM را به اول سمبل وارد می‌کند تا از تداخلات بین سمبلی جلوگیری کند [۱۲].

پوش باند پایه سیگنال OFDM ارسالی را می‌توان به صورت زیر مدل کرد [۱۲].

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\frac{N_d}{2}}^{\frac{N_d}{2}-1} X_{k,m} \xi_k(t - mT) \quad (1)$$

که، $X_{k,m}$ سمبل ارسالی در k امین زیرحامل از m امین سمبل OFDM است. سمبل‌ها دارای توزیع یکسان و مستقل می‌باشند. در رابطه اخیر $T = (N_g + N)T_s$ تعریف می‌شود که T_s برابر دوره نمونه‌های سمبل بوده و $\xi_k(t)$ به صورت رابطه (۲) تعریف می‌شود [۱۲].

$$\xi_k(t) = \begin{cases} \exp(j2\pi k f_d t) & -N_g T_s \leq t \leq N T_s \\ 0 & \text{O.W.} \end{cases} \quad (2)$$

که، f_d همان فضای زیرحامل است و برابر با $1/NT_s$ است. سیگنال، روی کانال محوشدگی چندمسیری فرکانس‌گزین با N_p مسیر ارسال می‌شود و پاسخ ضربه آن برابر است با [۱۲].

$$h(t) = \sum_{i=0}^{N_p-1} h_i \delta(t - \tau_i) \quad (3)$$

که، τ_i و h_i به ترتیب برابر تأخیر و گین مختلط i امین مسیر است. در نهایت سیگنال دریافتی پس از عبور از کانال چندمسیری به صورت زیر بیان می‌شود [۱۲].

1- Least Mean Squares
2- Wiener Filter
3- Mean Squared Error
4- Normalized Least Mean Squares

۴- تخمین انحراف فرکانس حامل

هدف از این مقاله، تخمین انحراف فرکانسی سیگنال OFDM در حضور انحراف زمانی است. باتوجه به این که سیگنال OFDM دریافتی دارای انحراف زمانی بوده و برای تخمین انحراف فرکانسی، ابتدا باید انحراف زمانی را جبران کرد. در این مقاله الگوریتمی برای تخمین انحراف فرکانسی ارائه خواهد شد که بدون نیاز به جبران انحراف زمانی قادر به تخمین انحراف فرکانسی در کانال‌های چندمسیری با محوشدگی فرکانس‌گزین باشد. الگوریتم پیشنهادی دارای دو بخش است که در بخش اول پیش‌پردازشی روی سیگنال انجام می‌شود و اطلاعات لازم را به بخش دوم می‌دهد تا در بخش دوم انحراف فرکانسی مبتنی‌بر پیشوند چرخشی و با استفاده از الگوریتم وقتی تخمین زده شود.

۴-۱- پیش‌پردازش داده‌های دریافتی

با استفاده از الگوریتم جدیدی در بخش پیش‌پردازش، دو رشته داده به‌دست می‌آید که رشته اول حاوی $N_g/2$ نمونه هر سمبل OFDM در محدوده I می‌باشد که در شکل (۳) به نمایش درآمده است و رشته دوم نیز حاوی $N_g/2$ نمونه در محدوده I' بوده و متناظر با نمونه‌های موجود در رشته اول است. رابطه‌ای که برای این بلوک می‌توان در نظر گرفت، باتوجه به ویژگی پیشوند چرخشی حاصل شده است و به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$\Gamma(l) = \text{Real} \left[\sum_{k=0}^{N_g-1} r(k+l)r^*(k+l+N) \right] \quad (11)$$

$$l \in \{0, 1, \dots, N_g - 1\}$$

در رابطه اخیر، به‌دلیل کم‌تر بودن تاخیر زمانی کانال نسبت به دوره زمانی پیشوند چرخشی، تعداد نمونه‌های تابع $\Gamma(l)$ برابر N_g در نظر گرفته شده است. در اینجا با استفاده از ویژگی پیشوند چرخشی، توانستیم رابطه‌ای برای بلوک پیش‌پردازش استخراج کنیم.

به‌عبارت دیگر در رابطه (۱۱) با ضرب N_g نمونه فعلی در N_g نمونه از N نمونه بعدی و جمع روی مقدار حقیقی آن و باتوجه به این که N_g نمونه پیشوند چرخشی با N_g نمونه انتهای سمبل دارای حداکثر مقدار همبستگی است؛ توانستیم معیاری برای سنجش به‌دست آوریم.

حال باتوجه به زمان حداکثر شدن تابع $\Gamma(l)$ ، رشته‌های داده موردنظر برای تخمین انحراف فرکانسی در بلوک دوم را استخراج می‌کنیم.

$$l' = \arg \max(\Gamma(l)) \quad l \in \{0, 1, \dots, N_g - 1\} \quad (12)$$

فرض می‌کنیم در لحظه l' حداکثر تابع $\Gamma(l)$ رخ دهد؛ در این صورت خواهیم داشت

شده است که رابطه به‌روزرسانی آن به‌صورت زیر قابل بیان است [۱۵ و ۱۶].

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \frac{\mathbf{u}(n)}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} e^*(n) \quad (7)$$

الگوریتم RLS^۱ یک الگوریتم وقتی است که هدف آن کاهش متوسط زمانی مربع خطاست و تابع هزینه آن به‌صورت رابطه (۸) تعریف می‌شود.

$$J = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 \quad (8)$$

که در این رابطه، λ دارای مقداری ثابت بوده و عددی بین صفر و یک است. وجود این ضریب سبب می‌شود که خطا در لحظات دورتر با ضرایب کم‌تری وزن‌دهی شود.

باتوجه به تابع هزینه‌ای که برای این الگوریتم در نظر گرفته می‌شود؛ روابط به‌صورت زیر به‌دست می‌آید [۱۳ و ۱۴].

$$\Phi(n) = \mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) + \lambda\Phi(n-1)$$

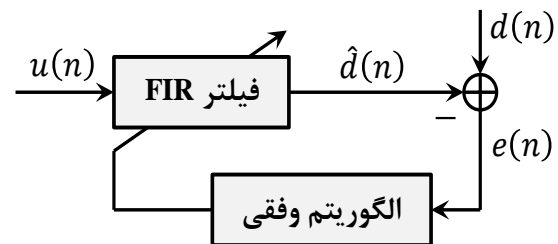
$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1}p(n-1)\mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^{-1}\mathbf{x}^H(n)p(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (9)$$

$$p(n) = \Phi^{-1}(n)$$

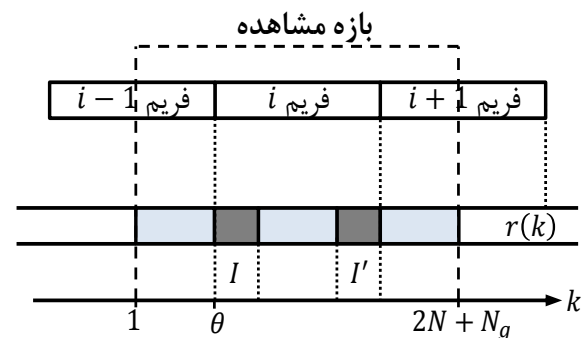
و در نهایت رابطه به‌روزرسانی فیلتر برای الگوریتم RLS به‌صورت رابطه (۱۰) حاصل می‌شود [۱۳ و ۱۴].

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^*(n) \quad (10)$$

$$\xi(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n-1)\mathbf{u}(n)$$



شکل (۲). ساختار فیلتر وقتی



شکل (۳). ساختار بردار مشاهده

$$u(n^n) = E\{r_1(n^n) r_2^*(n^n)\} \quad (17)$$

نکته‌ای که باید توجه شود این است که سیگنال مرجع برابر با واریانس نمونه‌های خروجی بلوک پیش‌پردازش است. در اینجا فرض می‌کنیم که مرتبه فیلتر وقتی برابر ۵ است ($M=5$) است. این مقدار برای مرتبه فیلتر به صورت تجربی حاصل شده و اگر مرتبه فیلتر را افزایش دهیم، بهبود مؤثری در عملکرد الگوریتم مشاهده نمی‌شود و تنها پیچیدگی الگوریتم افزایش پیدا می‌کند. باتوجه به مرتبه فیلتر انتخابی، خروجی فیلتر به صورت (۱۸) خواهد شد.

$$\begin{aligned} \hat{d}(n^n) &= \mathbf{w}^H \mathbf{u}(n^n) \\ &= [w_1^* \ w_2^* \ w_3^* \ w_4^* \ w_5^*] \times \begin{bmatrix} \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon_1} \\ \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon_2} \\ \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon_3} \\ \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon_4} \\ \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon_5} \end{bmatrix} \\ &= \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon} (w_1^* e^{-j2\pi(\epsilon_1-\epsilon)} + w_2^* e^{-j2\pi(\epsilon_2-\epsilon)} \\ &\quad + w_3^* e^{-j2\pi(\epsilon_3-\epsilon)} + w_4^* e^{-j2\pi(\epsilon_4-\epsilon)} \\ &\quad + w_5^* e^{-j2\pi(\epsilon_5-\epsilon)}) \end{aligned} \quad (18)$$

اکنون اگر فرض کنیم که تغییرات انحراف فرکانس نرمالیزه باتوجه به حداکثر فرکانس داپلر برابر با یک درصد فضای زیرحامل باشد، داریم:

$$|\epsilon_i - \epsilon| \leq 0.01 \Rightarrow e^{-j2\pi(\epsilon_i - \epsilon)} = 1 \quad ; i = 1, \dots, M \quad (19)$$

در این صورت خروجی فیلتر به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\hat{d}(n^n) = \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon} (w_1 + w_2 + w_3 + w_4 + w_5)^* \quad (20)$$

اگر جمع ضرایب فیلتر را w_s نامیده و به صورت زیر تعریف کنیم:

$$w_s \cong \alpha e^{j\beta} \quad (21)$$

در نهایت خروجی فیلتر به صورت رابطه (۲۲) حاصل می‌شود:

$$\hat{d}(n^n) = \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon} \times \alpha e^{j\beta} \quad (22)$$

باتوجه به انتخاب σ_{mp}^2 به عنوان سیگنال مرجع و این‌که الگوریتم وقتی پیشنهادی قصد دارد به صورت گام‌به‌گام خطای خروجی را نسبت به سیگنال مرجع به حداقل برساند، خواهیم داشت:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} e(n^n) \cong 0 \Rightarrow \hat{d}(n^n) \cong \sigma_{mp}^2 \quad (23)$$

باتوجه (۲۲) و (۲۳) خواهیم داشت که:

$$\sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon} * \alpha e^{j\beta} \cong \sigma_{mp}^2 \quad (24)$$

در نهایت رابطه تخمین گر انحراف فرکانس همانند رابطه (۲۵) خواهد بود.

$$\begin{aligned} r_1(n' + m(N_g/2)) &= r(n' + l' + m(N + N_g)) \\ r_2(n' + m(N_g/2)) &= r(n' + l' + N + m(N + N_g)) \end{aligned} \quad (13)$$

$$n' = 0, 1, \dots, N_g/2 - 1 \quad ; m = 0, 1, \dots, N_s$$

در بلوک دوم یا همان بلوک تخمین گر فرکانس، الگوریتم جدیدی برای تخمین انحراف فرکانسی ارائه می‌شود. بر این اساس ابتدا باید به استخراج رابطه‌ای در سیستم‌های OFDM پردازیم که بتوانیم به وسیله آن به تخمینی از انحراف فرکانسی دست پیدا کنیم و آن را ردیابی کنیم. حال به محاسبه همبستگی متقابل دو بردار r_1 و r_2 می‌پردازیم تا بتوانیم رابطه مفیدی را استخراج کنیم.

$$\begin{aligned} E\{r_1(n^n) r_2^*(n^n)\} &= \\ E\left\{\sum_{i=0}^{N_p-1} \sum_{j=0}^{N_p-1} h_i h_j^* x(mT + n^n T_s - \tau_i) \right. \\ &\quad \left. \times x^*(mT + n^n T_s - \tau_j)\right\} e^{-j2\pi\epsilon} \end{aligned} \quad (14)$$

باتوجه به این‌که h_i ها دارای توزیع یکسان، مستقل و با میانگین صفر است. داریم:

$$\begin{aligned} E\{r_1(n^n) r_2^*(n^n)\} &= \\ E\left\{\sum_{i=0}^{N_p-1} \sum_{j=0}^{N_p-1} h_i h_j^* x(mT + n^n T_s - \tau_i) \right. \\ &\quad \left. \times x^*(mT + n^n T_s - \tau_j)\right\} e^{-j2\pi\epsilon} \\ &= E\left\{\sum_{i=0}^{N_p-1} |h_i x(mT + n^n T_s - \tau_i)|^2\right\} e^{-j2\pi\epsilon} \\ &= \left[\sum_{i=0}^{N_p-1} E\{|h_i x(mT + n^n T_s - \tau_i)|^2\}\right] e^{-j2\pi\epsilon} \\ &= \left[\sum_{i=0}^{N_p-1} \sigma_{p_i}^2\right] e^{-j2\pi\epsilon} = \sigma_{mp}^2 e^{-j2\pi\epsilon} \end{aligned} \quad (15)$$

در رابطه (۱۵)، باتوجه به صفر بودن میانگین سمبل‌های دریافتی، σ_{mp}^2 برابر واریانس سمبل‌های دریافتی پس از عبور از کانال چندمسیری است.

۴-۲- تخمین گر انحراف فرکانس

باتوجه به رابطه (۱۵) و روابط حاکم بر الگوریتم وقتی، یک تخمین گر برای انحراف فرکانسی به دست می‌آید. باتوجه به هدف تخمین انحراف فرکانسی که به صفر رساندن انحراف فرکانس سیگنال OFDM است؛ اگر ورودی الگوریتم وقتی را $E\{r_1(n^n) r_2^*(n^n)\}$ را دریافتی یا همان σ_{mp}^2 را به عنوان سیگنال مرجع انتخاب کنیم؛ می‌توانیم طی الگوریتمی گام‌به‌گام، انحراف فرکانسی را تخمین بزنیم. در این صورت می‌توان سیگنال مرجع و ورودی را به صورت زیر در نظر گرفت.

$$d(n^n) = \sigma_{mp}^2 \quad (16)$$

جدول (۱). مشخصات سیستم OFDM

| مشخصات OFDM | متغیر | مقدار |
|--------------------|-------|-------|
| FFT | N | ۲۰۴۸ |
| تعداد زیرحامل داده | N_d | ۱۷۰۴ |
| طول پیشوند چرخشی | N_g | ۲۵۶ |
| تعداد سمبل‌ها | N_s | ۱۰۰ |

جدول (۲). مشخصات کانال چندمسیره با محوشدگی فرکانس گزین

| مشخصات کانال | مسیر | | | | |
|--------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | ۱ | ۲ | ۳ | ۴ | ۵ |
| توان (dB) | ۰ | -۸/۲۲ | -۱۲/۸ | -۸/۲۴ | -۷/۶۷ |
| تأخیر (μs) | ۰ | ۰/۶۹۶ | ۰/۷۹۹ | ۱/۲ | ۱/۳ |
| | ۶ | ۷ | ۸ | ۹ | ۱۰ |
| توان (dB) | -۵/۲۹ | -۳/۹ | -۵/۸۷ | -۶/۵۵ | -۵/۸ |
| تأخیر (μs) | ۳/۵۶ | ۴/۴۴ | ۵/۲۹ | ۵/۶۶ | ۷/۷۴ |
| | ۱۱ | ۱۲ | ۱۳ | ۱۴ | ۱۵ |
| توان (dB) | -۶/۱۹ | -۱۲/۳ | -۱۲ | -۵/۸۵ | -۹/۳۳ |
| تأخیر (μs) | ۸/۵ | ۹/۲۹ | ۹/۴۲ | ۱۲/۹ | ۱۳ |
| | ۱۶ | ۱۷ | ۱۸ | ۱۹ | ۲۰ |
| توان (dB) | -۳/۹۶ | -۵/۱۷ | -۴/۵۴ | -۷/۳۲ | -۷/۵۲ |
| تأخیر (μs) | ۱۸/۶ | ۲۶/۷ | ۳۱/۵ | ۳۲/۵ | ۵۲/۴ |

در مجموع مراحل الگوریتم پیشنهادی به این صورت است که ابتدا با استفاده از رابطه (۱۳) پیش پردازشی روی داده‌های دریافتی از کانال انجام می‌دهیم و سپس داده‌های مورد نیاز برای الگوریتم وقتی تخمین فرکانس را استخراج می‌کنیم و در نهایت به کارگیری رابطه (۲۵) به تخمین و ردیابی انحراف فرکانس می‌پردازیم. روندنمای روش پیشنهادی در شکل (۴) و ساختار اصلاح شده گیرنده با روش همگام‌سازی پیشنهادی در شکل (۵) آورده شده است. در این شکل‌ها $\hat{r}(k)$ سیگنال دریافتی پس از جبران انحراف فرکانسی است.

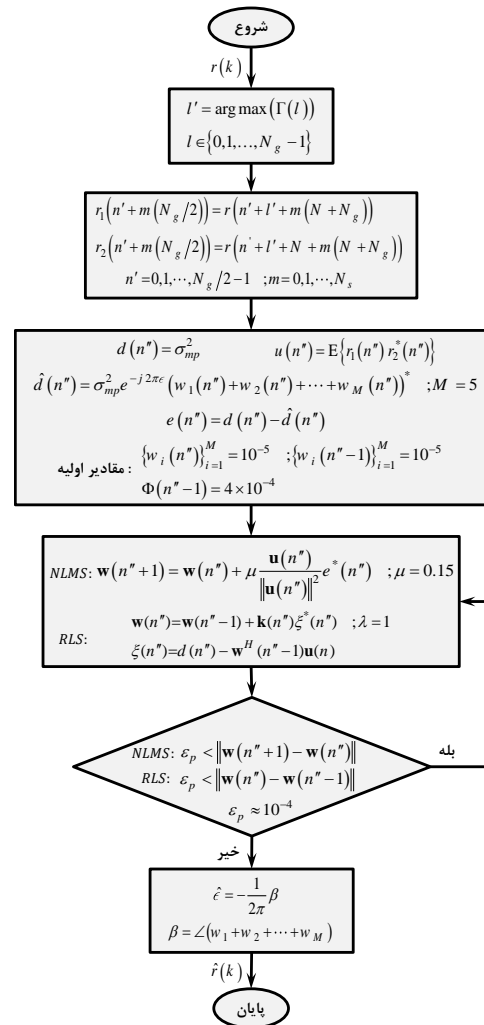
۵- نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت به ارائه شبیه‌سازی الگوریتم جدید پیشنهادی در کانال‌های AWGN و چندمسیره با محوشدگی فرکانس گزین می‌پردازیم و همچنین، روش ارائه شده را از لحاظ میانگین مربع خطای فرکانس تخمینی با روش‌های ML، MVU و Spectral مقایسه خواهیم کرد.

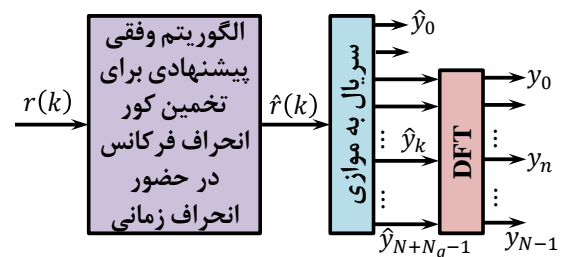
$$\hat{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \beta \tag{۲۵}$$

$$\beta = \angle(w_1 + w_2 + w_3 + w_4 + w_5)$$

رابطه اخیر نشان‌گر این است که ما می‌توانیم با به‌دست آوردن فاز حاصل جمع ضرایب فیلتر وقتی در هر مرحله به تخمینی از انحراف فرکانس دست پیدا کنیم.



شکل (۴). روندنمای الگوریتم پیشنهادی برای تخمین انحراف فرکانس در حضور انحراف زمانی



شکل (۵). ساختار اصلاح شده گیرنده در سیستم OFDM برای روش همگام‌سازی پیشنهادی

نمونه‌ای از پاسخ ضربه و پاسخ فرکانسی کانال چندمسیره به ترتیب در شکل (۶ و ۷) آورده شده است.

در شبیه‌سازی‌های انجام شده از مدولاسیون QPSK جهت مدوله کردن بیت‌های ورودی استفاده شده است. مقدار انحراف فرکانسی نرمالیزه در نظر گرفته شده برای تمام الگوریتم‌های شبیه‌سازی شده، $\epsilon = 0.275$ است. مقدار انحراف زمانی در الگوریتم‌های پیشنهادی NLMS و RLS برابر $\theta = 45$ و مقدار انحراف زمانی در الگوریتم‌های ML، MVU و Spectral به دلیل وابسته بودن الگوریتم تخمین به جبران دقیق انحراف زمانی $\theta = 0$ فرض شده است. در نتیجه اولین ویژگی الگوریتم‌های ارائه شده، تخمین انحراف فرکانسی در حضور انحراف زمانی است. همان‌طور که در شکل (۴) ذکر شد؛ $\mu = 0.15$ و $\lambda = 1$ اختیار شده است و مقادیر آغازین در روش پیشنهادی $\{w_i(n)\}_{i=1}^M = 10^{-5}$ ، $\{w_i(n-1)\}_{i=1}^M = 10^{-5}$ و $\Phi(n-1) = 4 \times 10^{-4}$ هستند. در ضمن تعداد تکرار الگوریتم NLMS و RLS به ترتیب (برای برقراری شرط $\|w(n+1) - w(n)\| < \epsilon_p$ و $\|w(n) - w(n-1)\| < \epsilon_p$ با فرض $\epsilon_p \approx 10^{-4}$ و ۲۵۰ و ۱۰۰۰ در نظر گرفته شده است.

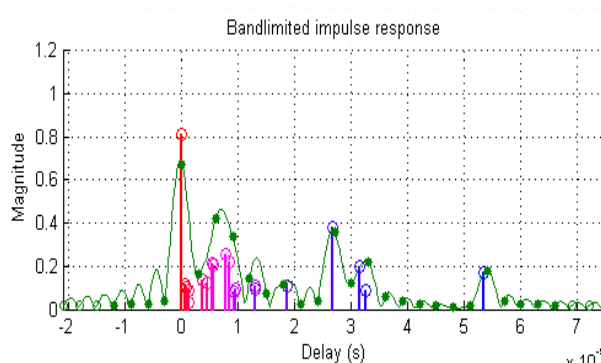
۲-۵- نتایج میانگین مربعات خطا بر حسب E_b/N_0

در شکل (۸)، شبیه‌سازی مربوط به مقدار میانگین مربعات خطا به ازای E_b/N_0 مختلف در کانال AWGN به نمایش درآمده است و دو الگوریتم پیشنهادی NLMS و RLS با سه الگوریتم دیگر مقایسه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌کنید دو الگوریتم پیشنهادی عملکرد بهتری از لحاظ میزان میانگین مربع خطا نسبت به سه روش دیگر دارند. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌کنید؛ از لحاظ میزان میانگین مربع خطا، الگوریتم NLMS پیشنهادی حدود ۶dB و روش RLS حدود ۲۰dB نسبت به روش MVU بهبود پیدا کرده است.

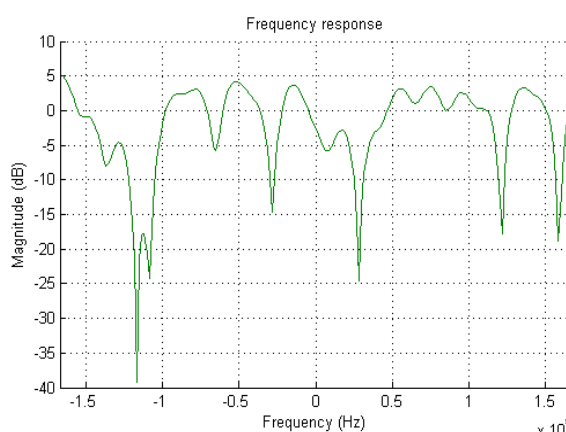
در شکل (۹)، شبیه‌سازی مربوط به مقدار میانگین مربعات خطا به ازای E_b/N_0 مختلف در کانال چندمسیره با محوشدگی فرکانس‌گزی به نمایش درآمده است و دو الگوریتم پیشنهادی NLMS و RLS با سه الگوریتم دیگر مقایسه شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌کنید؛ دو الگوریتم پیشنهادی عملکرد بهتری از لحاظ میزان میانگین مربع خطا نسبت به سه روش دیگر دارند. آن‌چنان‌که مشهود است؛ الگوریتم NLMS حدود ۳dB و روش RLS حدود ۷dB از لحاظ معیار میزان میانگین مربع خطا نسبت به روش MVU بهبود پیدا کرده است.

۵-۱- فرضیات شبیه‌سازی

مشخصات سیستم OFDM ای که شبیه‌سازی‌ها از آن استفاده کردیم؛ در جدول (۱) درج شده است. شبیه‌سازی‌ها براساس روش مونت‌کارلو، با 10^3 یا 10^4 بار تکرار الگوریتم پیشنهادی و میانگین‌گیری روی مربع خطاهای انحراف فرکانسی به دست می‌آیند. در هر بار تکرار الگوریتم، نمونه‌های ارسالی به صورت تصادفی با توزیع نرمال و نیز نمونه‌های کانال چندمسیره با محوشدگی فرکانس‌گزی به صورت تصادفی با توزیع ریلی تغییر می‌کنند. کانال چندمسیره فرکانس‌گزی شامل مسیرهای مستقل بوده و براساس مدل Jakes شبیه‌سازی شده است.



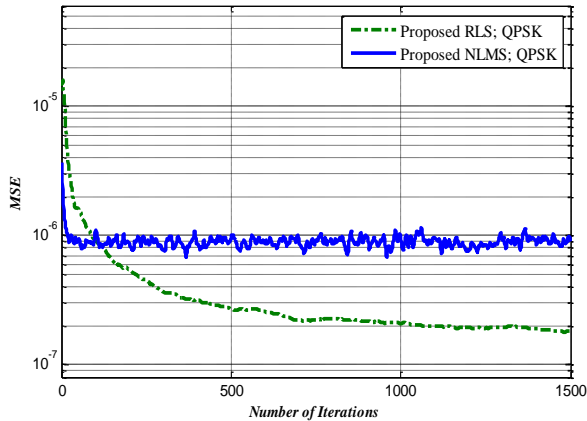
شکل (۶). نمونه‌ای از پاسخ ضربه کانال چندمسیره فرکانس‌گزی



شکل (۷). نمونه‌ای از پاسخ فرکانسی کانال چندمسیره فرکانس‌گزی

حداکثر فرکانس داپلر در این کانال برابر با یک درصد پهنای باند هر زیرحامل و دوره نمونه‌ها برابر با ۳ میکروثانیه در نظر گرفته شده است. مشخصات کانال چندمسیره در جدول (۲) و

Simulation in Multipath Channel ;Eb/N0=20dB and per 1000 Monte-Carlo Iterations



شکل (۱۰). نمودار میانگین مربع خطا در کانال برحسب تعداد تکرار الگوریتم

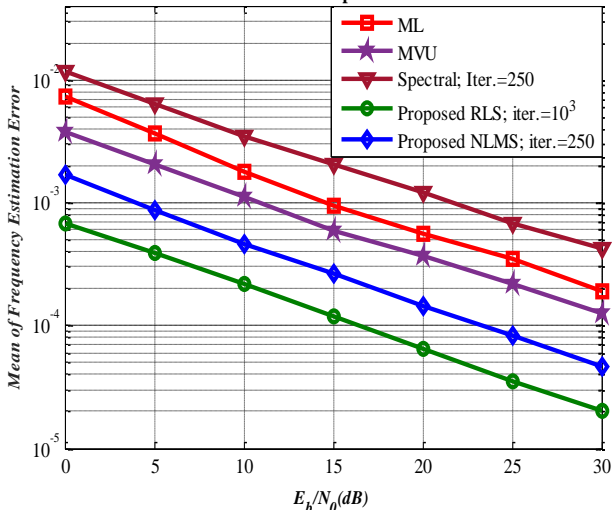
۴-۵- نتایج میانگین خطای تخمین فرکانس

در شکل (۱۱)، مقدار میانگین خطای تخمین فرکانس در الگوریتم NLMS حدود ۴dB و در الگوریتم RLS حدود ۹dB نسبت به الگوریتم MVU بهبود پیدا کرده است. همچنین، در شکل (۱۲)، مقدار میانگین خطای تخمین فرکانس در الگوریتم NLMS حداقل ۳dB و در الگوریتم RLS حداقل ۹dB نسبت به الگوریتم MVU بهبود پیدا کرده است.

۵-۵- نتایج نرخ خطای بیت

در شکل (۱۳)، نمودار نرخ خطای بیت سیستم OFDM پس از جبران انحراف فرکانسی به روش پیشنهادی به ازای دو مدولاسیون QPSK و 16QAM به نمایش درآمده است.

Simulation in AWGN Channel and per 10⁴ Monte-Carlo Iterations



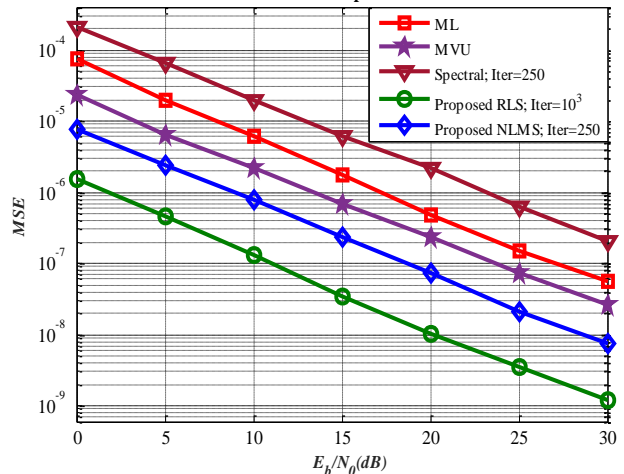
شکل (۱۱). نمودار میانگین خطای تخمین فرکانس برحسب E_b/N_0 در کانال AWGN

۳-۵- نتایج میانگین مربعات خطا برحسب تعداد تکرار

در شکل (۱۰) منحنی یادگیری دو الگوریتم پیشنهادی در کانال چندمسیری با محوشدگی فرکانس گزین به نمایش درآمده است که در آن مقدار میانگین مربع خطا به ازای ۱۵۰۰ تکرار الگوریتم را نشان می‌دهد.

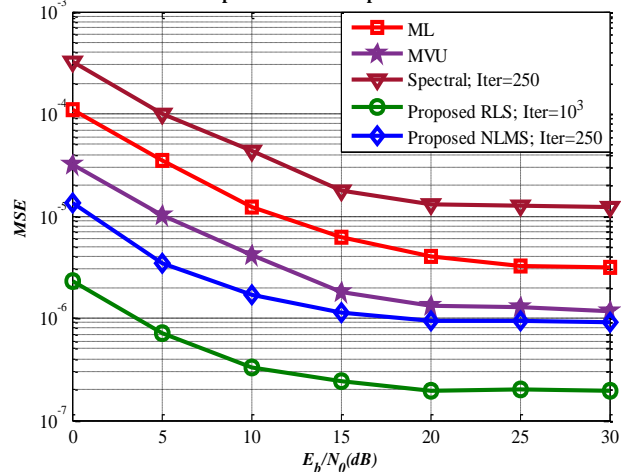
همان‌طور که در شکل (۱۰) مشاهده می‌کنید الگوریتم RLS نسبت به NLMS از لحاظ مقدار میانگین مربع خطا عملکرد بهتری دارد و حدود ۷dB بهبود پیدا کرده است. از لحاظ سرعت همگرایی، الگوریتم NLMS دارای عملکرد بهتری نسبت به الگوریتم RLS است.

Simulation in AWGN Channel and per 10⁴ Monte-Carlo Iterations



شکل (۸). نمودار میانگین مربع خطا برحسب E_b/N_0 در کانال AWGN

Simulation in Multipath Channel and per 10⁴ Monte-Carlo Iterations



شکل (۹). نمودار میانگین مربع خطا در کانال چندمسیره فرکانس گزین

می‌باشند. در کانال AWGN، از لحاظ معیار میزان میانگین مربع خطا، الگوریتم NLMS حدود ۶dB و روش RLS حدود ۲۰dB نسبت به روش MVU بهبود پیدا کرده و در کانال چندمسیری فرکانس‌گزين، الگوریتم NLMS حدود ۳dB و روش RLS حدود ۷dB نسبت به روش MVU بهبود یافته است.

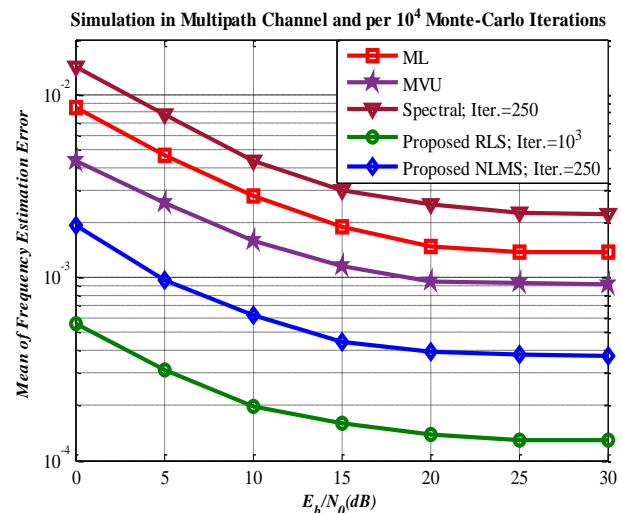
در الگوریتم‌های پیشنهادی با وجود بهبود قابل توجه میزان میانگین مربع خطا نسبت به سایر روش‌ها و قابلیت ردیابی انحراف فرکانس، پیچیدگی باتوجه به ساختار ذاتی الگوریتم‌های وفقی نسبت به سایر الگوریتم‌های غیروفقی افزایش یافته است.

۷- تشکر و قدردانی

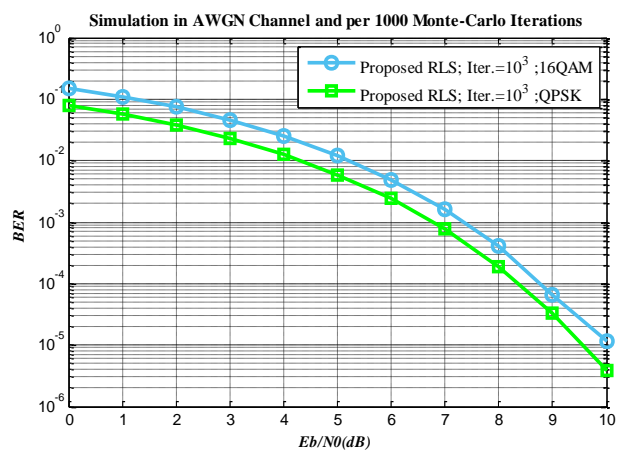
نویسندگان این مقاله از حمایت‌های دانشگاه جامع امام حسین^(ع) کمال سپاس‌گزاری را دارند.

۸- مراجع

- [1] R. Van, and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communication," Artech House Publisher, London, pp. 1-51, 2000.
- [2] N. Lasorte, W. J. Barnes, and H. H. Refai, "The History of Orthogonal Frequency Division Multiplexing," In Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM), pp. 1-5, 2008.
- [3] B. Ai, et. al., "On the Synchronization Techniaues for Wireless OFDM Systems," IEEE Trans. on Broad casting, vol. 52, no.2, pp. 236-244, 2006.
- [4] B. Ai, et. al., "Carrier Frequency Recovery Technique in OFDM Systems," Springer. on Wireless Personal Communication, vol. 32, no. 2, pp. 177-188, 2005.
- [5] L. Dai, et. al., "Joint Time-Frequency Channel Estimation for Time Domain Synchronous OFDM Systems," IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 59, no. 1, pp. 168-173, 2013.
- [6] J. J. Van De Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML Estimation of Time and Freauency Offset in OFDM Systems," IEEE Trans. on Signal Process., vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, 1997.
- [7] J. J. Van De Beek, "Synchronization and Channel Estimation in OFDM Systems," Ph.D. Dissertation, Lulea University of Technology, Division of Signal Processing, Sweden, 1998.
- [8] N. Lashkarian, and S. Kiaei, "Class of Cyclic-Based Estimators for Frequency-Offset Estimation of OFDM Systems," IEEE Trans. on Commun., vol. 48, no. 12, pp. 2139-2149, 2000.
- [9] N. Lashkarian and S. Kiaei, "Minimum Variance Unbiased Estimation of Frequency Offset in OFDM Systems, a Blind Synchronization Approach," In Proc. IEEE ICASSP, vol. 5, pp. 2945-2948, 2000.



شکل (۱۲). نمودار میانگین خطای تخمین فرکانس در کانال چندمسیره فرکانس‌گزين



شکل (۱۳). نمودار نرخ خطا برحسب E_b/N_0

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، باتوجه به اهمیت شنود سیگنال در پدافند سایبری، به ارائه الگوریتم‌های جدیدی برای تخمین کور انحراف فرکانس در سیستم‌های OFDM پرداختیم. در الگوریتم‌های کور باتوجه به عدم به‌کارگیری سمبل‌های پایلوت، بهره‌وری پهنای باند افزایش می‌یابد. این الگوریتم‌ها توسط تخمین مبتنی‌بر ویژگی پیشوند چرخشی و با استفاده از الگوریتم‌های وفقی NLMS و RLS، انحراف فرکانس را تخمین و ردیابی می‌کنند.

از ویژگی‌های مهم این الگوریتم‌ها، تخمین انحراف فرکانس حامل بدون جبران انحراف زمانی و در کانال‌های چندمسیری با محوشدگی فرکانس‌گزين است. باتوجه به شبیه‌سازی‌های ارائه‌شده، الگوریتم‌های پیشنهادی دارای عملکرد بهتری از نظر مقدار میانگین مربع خطا نسبت به دیگر الگوریتم‌های معرفی‌شده

- [13] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory," fourth edition, Prentice-Hall, pp. 50-300, 2002.
- [14] B. Farhang-Boroujeny, "Adaptive Filters: Theory and Applications," first edition, New York, USA, Wiley, pp. 119-439, 1999.
- [15] P. S. R. Diniz, "Adaptive Filtering Algorithms and Practical Implementation," Springer, pp. 77-227, 2008.
- [16] T. Zhang, C. Wang, and X. Li, "Frequency Offset and Channel Estimation in OFDM Systems by Blind Adaptive Filter," in Proc. Global Mobile Congress (GMC), pp. 1-5, 18-19 Oct. 2010.
- [10] S. L. Talbot, B. Farhang-Boroujeny, "Spectral Method of Blind Carrier Tracking for OFDM," IEEE Trans. on Signal Process, vol. 56, no. 7, pp. 2706-2717, 2008.
- [11] S. Sud, "Joint Time Delay and Carrier Frequency Offset Estimation for Near Equal Power Co-channel OFDM Signals using Low Rank Adaptive Filters," In Proc., IEEE Southeast Con., 13-16 Mar., pp. 1-5, 2014.
- [12] H. Roh and K. Cheun, "Non-Data-Aided Spectral Line Method for Fine Carrier Frequency Synchronization in OFDM Receivers," KICS Journal of Commun. and Networks, vol. 6, no. 2, pp. 112-122, 2004.

Blind Frequency Offset Estimation using Adaptive Algorithms in Non-Coherent OFDM Systems

O. Torabian*, K. Mohamedpour, A. Golestani, H. Ahmadian Yazdi

* K.N. Toosi University of Technology, Faculty of Electrical and Computer Engineering

(Received: 28/06/2015, Accepted: 12/01/2016)

ABSTRACT

With the growing development of wireless communications systems, the use of systems with high data rates has arrested attention that can be noted to OFDM systems among these systems. The important features of this system are efficient usage of bandwidth and resistance to errors caused by the multipath propagation environment. OFDM systems have a high sensitivity to frequency offset. Due to the importance of signal eavesdropping in the cyber defence, in order to compensate frequency offset, it is necessary to use blind frequency estimation methods based on the inherent structure of the system and without the use of pilot symbols. Accordingly, in this paper, a blind frequency offset estimation algorithm based on cyclic prefix (CP) by using adaptive algorithms is presented that is closed to the optimum frequency offset during a step by step algorithm. In the proposed method, the Normalized Least Mean Square (NLMS) and Recursive least squares (RLS) adaptive algorithms are used to provide a method for estimating the frequency offset. The main feature of the new presented method is the ability to estimating the frequency offset in the presence of the time offset and in multipath channel with frequency-selective fading. According to the simulations results that are performed in the frequency-selective fading channel, MSE criterion in the NLMS proposed method about 3 dB and in the RLS proposed method approximately 7 dB has improved compared to other methods.

Keywords: OFDM, Frequency Offset, Adaptive Algorithm, Cyclic Prefix, Frequency-Selective Multipath Channel, Mean Squared Error.

* Corresponding Author Email: otorabian2008@gmail.com