

## همزمان سازی کور زمانی بر اساس پیشوند دوره‌ای برای سیستم های OFDM

سجاد مرادی<sup>۱</sup>، پژمان رضائی<sup>۲</sup>، علی شهزادی<sup>۳</sup>

۱ کارشناسی ارشد مهندسی برق مخابرات، دانشگاه سمنان، s.moradi@semnan.ac.ir

۲ استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سمنان

۳ استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سمنان

تاریخ دریافت: ۹۳/۱۰/۴ تاریخ پذیرش: ۹۴/۲/۲۱

## چکیده

سیستم‌های تقسیم چندگانه فرکانس متعامد به خاطر مقاومت در برابر خطاهای ناشی از چند مسیریگی محیط انتشار و کاهش دادن خطاهای بین سمبلی، راه حل مناسبی برای انتقال داده با نرخ بالا در اکثر سیستم‌های مخابراتی امروزی می‌باشند. در این سیستم‌ها برای رسیدن به بالاترین بهره‌وری طیفی و استفاده بهینه از پهنای باند در دسترس، لازم است از روش‌های کور جهت تخمین آفست زمانی و فرکانسی استفاده نماییم، بر همین اساس در این مقاله یک الگوریتم همزمان سازی کور سمبل برای سیستم‌های OFDM پیشنهاد شده است و یک تابع زمانی جدید بر اساس تکرار پیشوند دوره‌ای (CP) نیز ارائه شده است؛ به طوری که ماکزیمم این تابع، صرف نظر از شرایط کانال لزوماً آفست زمانی را تصحیح می‌کند. این تابع در کانال‌های AWGN دارای یک تخمین غیر بایاس از آفست زمانی است، همچنین با توجه به نتایج شبیه‌سازی‌ها در ۱۰۰۰ بار تکرار نشان داده می‌شود که الگوریتم پیشنهادی نسبت به الگوریتم‌های موجود بر اساس پیشوند دوره‌ای به ویژه در کانال‌های دارای محوشدگی فرکانس گزین بسیار قوی تر و کارآمدتر است.

## کلیدواژه

تقسیم چندگانه فرکانسی متعامد (OFDM)، پیشوند دوره‌ای، همزمان سازی سمبل، AWGN، کانال چندمسیره فرکانس گزین

## مقدمه

برای ارسال هم زمان پیام از طریق کانال باند محدود خطی، بدون تداخل بین حاملی<sup>۴</sup> و تداخل بین سمبلی<sup>۵</sup> ارائه نمود. سپس سالتزبرگ آنالیز عملکردی را انجام داد که نتیجه آن «استراتژی طراحی یک سیستم موازی کارآمد جهت کاهش در هم‌روی بین کانال‌های مجاور نسبت به هر یک از کانال‌ها به سبب جلوگیری از ایجاد اعوجاج» بود. اصلی ترین بخش OFDM در سال ۱۹۷۱ توسط وین استین و ابرت ارائه شد که استفاده از تبدیل فوریه گسسته<sup>۶</sup> (DFT) جهت نمایش مدولاسیون و دمدولاسیون در باند پایه می باشد. جهت مقابله با ISI و ICI در حوزه‌ی فرکانس از یک فاصله محافظ بین سمبل‌ها و در حوزه زمان از پنجره رایس-کساین<sup>۷</sup> استفاده می‌شود اما این روش تعامد کامل بین زیر حامل-های کانال‌های جدا از هم را فراهم نمی کند ولی هنوز یکی از بخش‌های اساسی در سیستم‌های OFDM می باشد.

افزایش درخواست برای سرویس‌های چند رسانه‌ای و همچنین رشد حجم اطلاعات موجود در شبکه‌های جهانی از قبیل اینترنت، باعث افزایش روز افزون تقاضای کاربران جهت دسترسی به سیستم‌های مخابراتی با سرعت بالا و پهنای باند گسترده برای انتقال اطلاعات شده است که این امر موجب به وجود آمدن روش‌های نوینی در ارسال و دریافت اطلاعات مطابق با ویژگی‌های کانال‌های مخابراتی باند پهن در سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم شده است [۱].

در سیستم‌های مخابراتی امروزی، سیستم‌های OFDM<sup>۱</sup> مورد استقبال بسیار زیادی قرار گرفته‌اند که این امر بیشتر به خاطر توانایی‌های خاص این سیستم‌ها در مقابله با کانال‌های چند مسیره و تبدیل کردن کانال‌های فرکانس گزین<sup>۲</sup> به کانال‌های تخت فرکانسی<sup>۳</sup> می‌باشد. ایده اولیه OFDM به دهه ۶۰ میلادی بر می‌گردد، زمانی که چنگ مقاله ای با عنوان ترکیب سیگنال‌های باند محدود برای ارسال چند کاناله منتشر کرد. او یک قاعده کلی

4 Inter Carrier Interference (ICI)

5 Inter Symbol Interference (ISI)

6 Discrete Fourier Transform

7 Raised-Cosine

1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing

2 Frequency-Selective Channels

3 Frequency Flat Channel

محوشدگی تخت بدست می آید چون ماکزیمم تابع زمانی در این روش وابسته به شرایط کانال است و در کانالهایی با محوشدگی فرکانس گزین تغییر عمده در تخمین آفست زمانی نمایش داده می شود. در این مقاله به کمک پیشوند دوره ای به صورت کور به همزمان سازی زمانی سیگنال OFDM می پردازیم و نشان خواهیم داد که بر خلاف سادگی الگوریتم ارائه شده نسبت به الگوریتم های [۱۰] تا چه اندازه سبب بهبود همزمان سازی زمانی در نرخ سیگنال به نویزهای مختلف خواهد شد، همچنین در شبیه سازی ها روش پیشنهادی را با روش های ML و روش شائودان<sup>۹</sup> [۱۱] مقایسه می کنیم و عملکرد آنها را به وسیله ی میانگین مربعات خطا<sup>۱۰</sup> در نرخ سیگنال به نویزهای مختلف مورد بررسی قرار می دهیم.

در ادامه یک مدل برای سیستم های OFDM پیشنهاد می کنیم، سپس تابع زمانی مورد نظر را معرفی کرده و نتایج شبیه سازی آن را در کانال های AWGN و محوشدگی فرکانس گزین برای نرخ سیگنال به نویزهای مختلف نشان خواهیم داد.

### مدل سیستمی

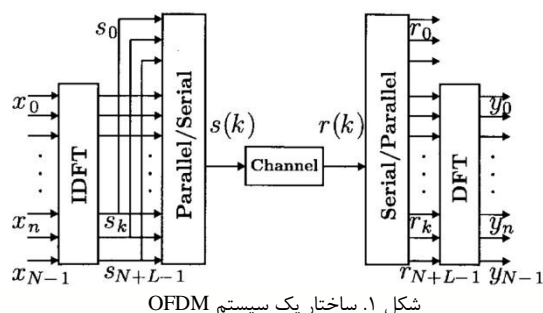
یک سیستم OFDM زمان گسسته باند پایه با  $N$  زیر حامل را در نظر بگیرید. توزیع مستقل یکسان<sup>۱۱</sup> سیگنال های مختلط  $d(n)$  که  $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$  روی  $N$  زیر حامل به وسیله ی میانگین معکوس تبدیل فوریه گسسته<sup>۱۲</sup> مدوله می شوند. پیشوند دوره ای با طول  $M$  را در اول هر سمبل OFDM جهت جلوگیری از ISI و محافظت از تعامد میان زیر حامل ها قرار می دهیم.

سمبل OFDM که به صورت  $s(n)$  با  $n \in \{0, 1, \dots, N+M-1\}$  نمایش داده می شود و به طور متوالی از طریق یک کانال محوشدگی فرکانس گزین ارسال می گردد که طول آن از طول پیشوند دوره ای کوچکتر است.

در این مقاله فرض بر این است که در گیرنده همزمان سازی کلاک نمونه برداری صورت گرفته است، بنابراین نمونه سیگنال دریافت شده به صورت زیر بیان می شود:

$$r(n) = e^{j\frac{2\pi n\epsilon}{N}} \sum_{l=0}^{L-1} h(l)s(n-l-\theta) + \omega(n) \quad (1)$$

که  $\epsilon$  آفست فرکانس حامل را مشخص می کند و  $\theta$  پاسخ آفست زمانی تخمین زده شده است که  $\theta \in \{0, 1, \dots, N+M-1\}$  است.  $h(l)$  پاسخ کانال محوشدگی فرکانس گزین،  $s(n)$  سیگنال OFDM بعد از پیشوند دوره ای الحاقی و  $\omega(n)$  نویز سفید گوسی جمع شونده<sup>۱۳</sup> با میانگین صفر و واریانس  $\sigma_n^2$  را تعریف می کند که مستقل از  $s(n)$  می باشد، همچنین فرض می کنیم که کانال دارای محوشدگی کند است بنابراین ضرایب کانال



شکل ۱. ساختار یک سیستم OFDM

بخش مهم دیگری که مشکل تعامد را حل کرد، در سال ۱۹۸۰ توسط پلد و رویز با نام پیشوند دوره ای یا پیشوند اضافی معرفی شد. در این روش در هر سمبل OFDM به جای استفاده از یک فضای خالی از یک پیشوند دوره ای استفاده می کنند [۱]، [۲].

یکی از قسمت های مهم در تمامی سیستم های مخابراتی قسمت همزمانی در گیرنده می باشد. در سیستم های OFDM نیز موضوع همزمان سازی اهمیت فراوانی دارد چون خطاهای همزمان سازی ممکن است، تعامد میان همه ی زیر حامل ها را خراب کند در نتیجه سبب ایجاد تداخل بین حاملی و بین سمبلی می گردد که عمدتاً این خطاها به سه دسته تقسیم می شود: ۱- خطای تخمین فریم زمانی که ناشی از نامعلوم بودن لحظه شروع سیگنال در گیرنده به دلیل ارسال پشت سر هم سمبل هاست. ۲- خطای تخمین آفست فرکانسی حامل که ناشی از عدم تطابق اسیلاتور های فرستنده و گیرنده و همچنین وجود شیفت داپلر و نویز فاز است. ۳- خطای فرکانس نمونه برداری که ناشی از همزمان نبودن فرکانس نمونه برداری بین فرستنده و گیرنده است [۳] در این بین همزمان سازی سمبل (فریم زمانی) از اهمیت ویژه ای برخوردار است زیرا برای همزمان سازی فرکانسی، رفع خطای زمانی سمبل ها لازم است، بنابراین در این مقاله نیز به بیان روشی ساده و دقیق جهت همزمان سازی زمانی می پردازیم.

برای رفع مشکل خطاهای همزمانی روش های گوناگونی وجود دارد. این روش ها را در حالت کلی می توان به سه دسته ی کور، نیمه کور و بر مبنای داده (پایلوت) تقسیم بندی کرد.

همزمان سازی سمبل ممکن است در گیرنده با ارسال داده ای کمکی قبل از داده ی اصلی انجام شود [۴]-[۶] ولی باید توجه داشت که در این روش برای دست یافتن به تخمین دقیق، پهنای باند موثر کانال ناگزیر کاهش می یابد اما در روش کور سعی در استفاده از خصوصیات ذاتی سیگنال دریافتی است، به عنوان مثال استفاده از اطلاعات اضافی قرار داده شده در پیشوند دوره ای که مشابه قسمت انتهایی سیگنال ارسال است که در [۷]-[۹] پیشنهاد شده است. در اکثر موارد الگوریتم همزمان سازی سمبل براساس روش ماکزیمم درست نمایی<sup>۸</sup> عمل می کنند [۷] هر چند، در این روش عملکرد مناسب الگوریتم، تنها در کانال هایی با

9 Ma Shaodan

10 Mean Square Error (MSE)

11 Independent Identically Distributed (i.i.d)

12 IDFT

13 AWGN

## Archive of SID

$k \in \{0, 1, \dots, N + M - 1\}$  ;  $m \in \{0, 1, \dots, M - 1\}$   
 که  $\frac{1}{\rho^2}$  ضریب همبستگی و  $\rho = \sigma_r^2 \triangleq E\{|r(n)|^2\}$  واریانس  
 سیگنال دریافتی است که مطابق شکل ۲ روی  $2N + M$  نمونه،  
 معادل با یک فریم کامل OFDM محاسبه می‌کنیم، پس داریم:

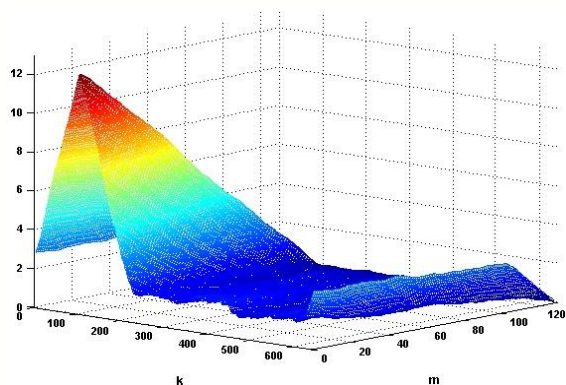
$$\Lambda(k, m) = \left| \frac{1}{\rho^2} \sum_{n=m}^{M-1} [E\{r(n+k)r^*(n+N+k)\}] \right| \quad (6)$$

$$-(M-m)\rho$$

از طرفی جهت محاسبه‌ی دقیق آفست زمانی از روش  
 میانگین‌گیری روی چندین سمبل پشت سر هم مطابق رابطه‌ی  
 زیر استفاده می‌نماییم:

$$\Lambda'(k, m) = \Lambda(k, m) + \Lambda(k + N, m) + \dots + \Lambda(k + I * N, m) \quad (7)$$

که در این جا  $I = \{0, 1, 2, \dots, 10\}$  فرض شده است، به عبارت  
 دیگر با اعمال تابع زمانی پیشنهادی روی سمبل اصلی ( $I = 0$ ) و  
 ۱۰ سمبل دریافتی پشت سر هم و میانگین‌گیری از آنها، مقدار  
 آفست زمانی تخمین زده شده دقیق‌تر می‌شود.  
 در شکل ۳ تابع  $\Lambda'(k, m)$  را برای  $SNR = 10dB$  نمایش داده‌ایم به  
 طوری که ماکزیمم آن تابع، آفست زمانی دقیق را برای کانال با  
 طول  $L = 11$  نشان می‌دهد.



شکل ۳. نمایش تابع  $\Lambda'(k, m)$  برای  $SNR = 10 dB$

با توجه به معادلات (۶) و (۷) ماکزیمم تابع  $\Lambda'(k, m)$  در نقاط  
 $(k = \theta, m = \varphi)$  زمانی اتفاق می‌افتد که تابع پیشنهادی در یک  
 فضای دو بعدی نسبت به سایر نقاط دارای بالاترین  $SNR$  باشد،  
 بنابراین آفست زمانی تخمین زده شده عبارت است از

$$\hat{\theta} = \arg \max_k \max_m \Lambda'(k, m) \quad (8)$$

$$m \in \{0, 1, \dots, M - 1\} ; k \in \{0, 1, \dots, N + M - 1\}$$

که این تابع به واریانس سیگنال اولیه، تخمین طول کانال و سایر  
 اطلاعات کانال نیازی ندارد.

$h(l)$  به ازای هر مسیر، روی چندین سمبل OFDM تغییر نمی‌کند،  
 بر این اساس پاسخ ضربه‌ی پایین گذر معادل در یک کانال چند  
 مسیره به صورت زیر بیان می‌شود:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)\delta(t - lT_s) \quad (2)$$

که  $T_s = 1/B$  و  $B$  پهنای باند OFDM است.  $h(l)$  یک متغیر تصادفی  
 گوسی با واریانس  $\sigma_l^2$  و در مسیرهای مختلف مستقل از یکدیگرند.

## همزمان‌سازی کور سمبل بر اساس پیشوند دوره‌ای

سیگنال OFDM در واقع IDFT سیگنال‌هایی با توزیع مستقل  
 یکسان  $d(n)$  است که سیگنال‌ها در پیشوند دوره‌ای  
 $\{s(0), s(1), \dots, s(M-1)\}$ ، بازنویسی شده‌ی  $M$  نمونه‌ی آخر  
 در ساختار سمبل OFDM هستند، بنابراین همبستگی سیگنال  
 OFDM عبارت است از:

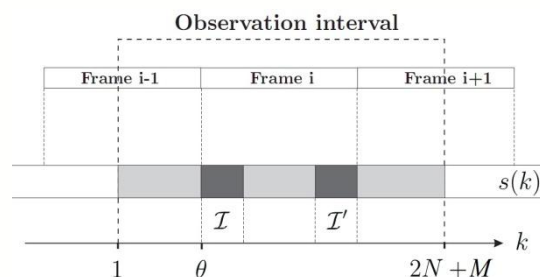
$$E\{s(n_1)s^*(n_2)\} = \quad (3)$$

$$\begin{cases} \sigma_s^2, & n_1 = n_2 \text{ یا } n_1 = n_2 \pm N \\ 0, & n_1, n_2 \in \{0, 1, \dots, N + M - 1\} \text{ این غیر در صورت} \end{cases}$$

که  $\sigma_s^2 \triangleq E\{|s(n)|^2\}$  است، در نتیجه همبستگی بین  $r(n)$  و  
 $r(n+N)$  با توجه به این که نویز AWGN با میانگین صفر، مستقل  
 از سیگنال OFDM است برابر است با

$$E\{r(n)r^*(n+N)\} = \quad (4)$$

$$e^{-j2\pi\epsilon} \sum_{l=0}^{L-1} |h(l)|^2 E\{s(n-l-\theta)s^*(n+N-l-\theta)\}$$



شکل ۲. ساختار سیگنال OFDM با گسترش دوره‌ای سمبل‌ها [۷]

بنابراین تابع زمانی جدید جهت همزمان‌سازی سمبل‌های OFDM  
 با توجه به رابطه‌ی (۴) و بررسی همبستگی نمونه‌های پیشوند  
 دوره‌ای در هر سمبل به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\Lambda(k, m) \triangleq \left| \frac{1}{\rho^2} \sum_{n=m}^{M-1} E\{r(n+k)r^*(n+N+k)\} \right| \quad (5)$$

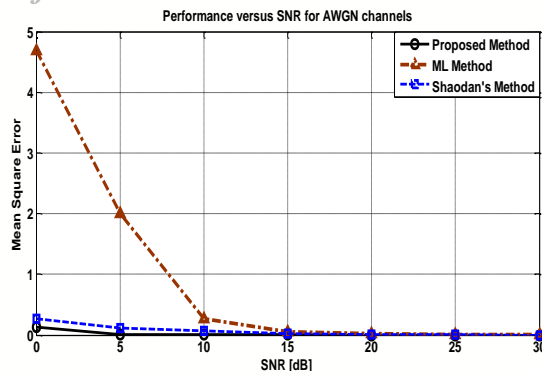
$$-\frac{1}{2} \sum_{n=m}^{M-1} [E\{|r(n+k)|^2\} + E\{|r(n+N+k)|^2\}]$$

### نتایج شبیه سازی

در این بخش به کمک شبیه سازی های کامپیوتری عملکرد الگوریتم پیشنهادی را در کانال های AWGN و فیدینگ فرکانس گزین مورد بررسی قرار می دهیم، همچنین جهت مقایسه آن با روش های مختلف از الگوریتم های ML و شائودان استفاده نموده ایم. در این شبیه سازی ها، سیستم OFDM با  $N=512$  زیر حامل و پیشوند دوره ای  $M=128$  را در نظر گرفته ایم، همچنین آفست فرکانس حامل برای  $\frac{1}{3}$  فضای زیر حامل ها ( $\epsilon = \frac{1}{3}$ ) و آفست زمانی برابر با 50 در نظر گرفته شده است و چگونگی عملکرد الگوریتم پیشنهادی توسط میانگین آفست زمانی و میانگین مربع خطای تخمین زده شده روی نتایج 1000 بار تکرار محاسبه می شود. در هر مرحله، مجموعه داده ای با 100 سمبل تصادفی ارسال می شود که همه ی سیگنال های ارسال شده دارای مدولاسیون QPSK می باشند و در این جا فیدینگ کند در نظر گرفته شده که پاسخ های کانال به طور تصادفی تولید و در دوره ی زمانی ثابت اجرا می شوند.

ابتدا به بررسی کانال AWGN با میانگین صفر می پردازیم، بنابراین در شکل 4 و 5 به ترتیب میانگین و MSE آفست زمانی تخمین زده شده در نرخ سیگنال به نویزهای مختلف را برای الگوریتم های مذکور بررسی نموده که مطابق با شکل 4 و نتایج بدست آمده از آن مشخص می شود، الگوریتم پیشنهادی در کانال AWGN می تواند به یک تخمین گر غیر بایاس از آفست زمانی دست یابد، این در حالی است که الگوریتم ML در SNR بالا دارای میانگینی برابر با صفر می باشد.

در شکل 5 نیز مشاهده می شود که میانگین مربعات خطای الگوریتم پیشنهادی در کانال AWGN در نرخ سیگنال به نویزهای پایین از دو الگوریتم دیگر نتایج مطلوب تری دارد به طوری که در SNR بالا دارای MSE برابر با صفر می باشد، این در حالی است که الگوریتم ML در SNR بالا و در شرایطی که هیچ تداخلی در گیرنده وجود نداشته باشد، دارای MSE نزدیک به صفر است.



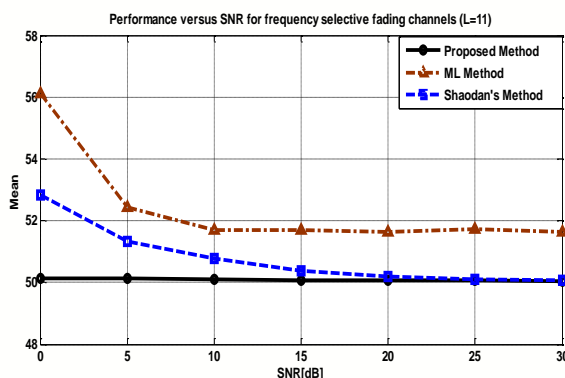
شکل 5. نمایش میانگین مربعات خطا در مختلف SNR برای کانال AWGN

در ادامه، به بررسی کانال فیدینگ فرکانس گزین با 12 فضای نمونه برداری مستقل و با ضرایب  $h(0)$  تا  $h(11)$  می پردازیم که این ضرایب، در جدول 1 نمایش داده شده است.

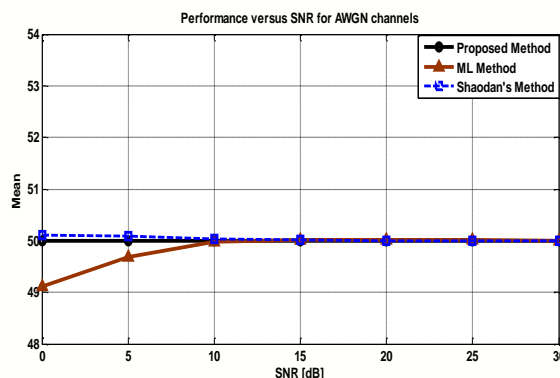
جدول 1. ضرایب کانال فیدینگ فرکانس گزین

$l$	$ h_l $
0	0.98
1	0.87
2	0.72
3	0.43
4	0.68
5	0.62
6	0.56
7	0.38
8	0.27
9	0.18
10	0.11
11	0.082

میانگین آفست های زمانی تخمین زده شده در SNR مختلف با استفاده از سه روش مذکور در شکل 6 نشان داده شده است، با توجه به آن مشخص می شود که الگوریتم پیشنهادی می تواند به یک تخمین گر غیر بایاس از آفست زمانی دست یابد.



شکل 6. نمایش میانگین در مختلف SNR برای کانال فیدینگ فرکانس گزین



شکل 4. نمایش میانگین در مختلف SNR برای کانال AWGN

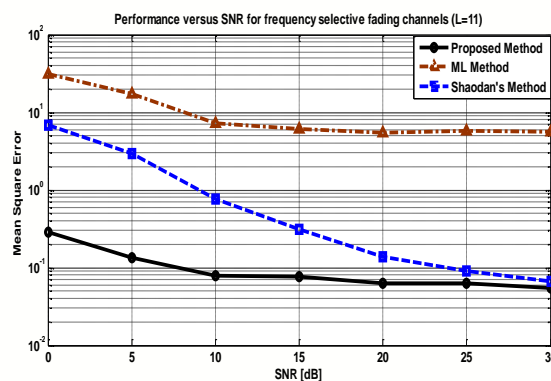
تلویزیونی و سیستم های ارتباطی مایل به کار رفته است اما در طراحی گیرنده های OFDM دو مشکل اساسی شامل یکی نامعین بودن زمان ورود سمبل ها و دیگری حساسیت بالای آن جهت همزمان سازی بین اسیلاتورهای فرستنده و گیرنده وجود دارد، به طوری که اگر همزمان سازی زمانی دقیق صورت نگیرد تداخل بین سمبل های متوالی ایجاد می گردد که منجر به کاهش شدید عملکرد خواهد شد از طرفی آفست فرکانس حامل نیز سبب کاهش دامنه ی سیگنال اصلی شده و تداخل بین زیر حامل های مجاور را افزایش می دهد.

در این مقاله با توجه به اهمیت همزمان سازی زمانی و استفاده بهینه از پهنای باند در دسترس جهت بالا بردن بهره وری طیفی، ابتدا به معرفی روش های کور جهت تخمین آفست زمانی پرداخته- ایم و سپس یک الگوریتم قوی مبتنی بر پیشنهاد دوره های با کمترین پیچیدگی را ارائه نموده ایم، به طوری که ماکزیمم تابع زمانی پیشنهادی صرف نظر از شرایط کانال لزوماً آفست زمانی را تصحیح می کند، همچنین بر ناپایداری های موجود در کانال های دارای محوشدگی فرکانس گزین غلبه می کند، در حالی که به مشخصات سیگنال اولیه و اطلاعات کانال نیازی ندارد، از طرفی با ارائه ی شبیه سازی های مختلف براساس میانگین تخمین های بدست آمده و میانگین مربعات خطا در کانال های AWGN و محوشدگی فرکانس گزین به مقایسه ی الگوریتم پیشنهادی با الگوریتم های مبتنی بر پیشنهاد دوره های موجود پرداخته ایم و کارایی آنها را نسبت به یکدیگر مقایسه نموده ایم که با توجه به نتایج شبیه سازی ها در ۱۰۰۰ بار تکرار، این الگوریتم علاوه بر کانال های AWGN در کانال های دارای محوشدگی فرکانس گزین نیز می تواند به یک تخمین گر غیر بایاس از آفست زمانی دست یابد، همچنین با توجه به پایین بودن میانگین مربعات خطای الگوریتم پیشنهادی در نرخ سیگنال به نویزهای مختلف نسبت به سایر الگوریتم های موجود، کارایی و برتری این الگوریتم جهت تخمین دقیق آفست زمانی مشخص می شود.

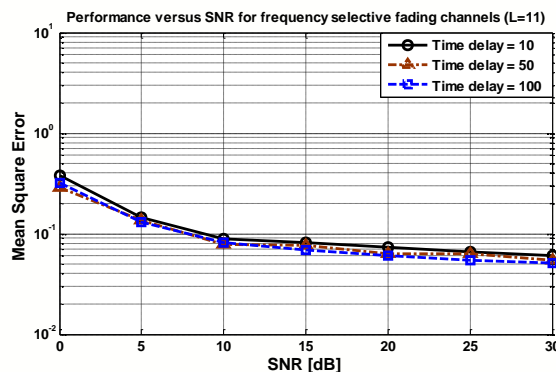
### مرجع ها

- [1] R. Prasad, "OFDM for Wireless Communications Systems," 2004, Artech House Universal Personal Communications Series, pp. 1-15 & 117-133.
- [2] N. LaSorte, W. Justin Barnes, H. H. Refai, "The History of Orthogonal Frequency Division Multiplexing," IEEE Comm. Globecom, March 2008, pp. 1-5.
- [3] Y.G. Li, G. L. Stuber, "Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications," Springer 2006, Georgia Institute of Tech., School of Electrical & Computer Engin., USA, pp. 113-144.
- [4] B. Ai, Z.X. Yang, C.Y. Pan, J.H. Ge, Y. Wang, and Z. Lu, "On the synchronization techniques for

در شکل ۷ عملکرد MSE در کانال فیدینگ فرکانس گزین نشان داده شده است و با توجه به آن کاملاً مشخص است که مقدار میانگین مربعات خطا در الگوریتم پیشنهادی از دو الگوریتم دیگر بسیار مطلوب تر است، به عبارت دیگر با افزایش مقدار MSE در الگوریتم ارائه شده نسبت به الگوریتم ML کاهش محسوسی دارد و در SNR پایین نیز نسبت به الگوریتم شائودان تا حد مناسبی بهبود داده شده است، از طرفی با توجه به شکل ۷ مشاهده می شود MSE در الگوریتم ML تغییر چندانی ندارد که این به دلیل وابستگی این الگوریتم به شرایط کانال می باشد.



شکل ۷. نمایش میانگین مربعات خطا در SNR مختلف برای کانال فیدینگ فرکانس گزین



شکل ۸. نمایش میانگین مربعات خطا برای SNR و تاخیرهای زمانی مختلف

سرانجام، در شکل ۸ تخمین آفست زمانی در تاخیرهای ۱۰، ۵۰ و ۱۰۰ مورد بررسی قرار گرفته که تقریباً دارای نتایج یکسانی می باشد بنابراین می توان نتیجه گرفت که الگوریتم پیشنهادی به مقدار آفست زمانی وابسته نمی باشد.

### نتیجه گیری

امروزه تقسیم فرکانسی متعامد به سبب توانایی آن در فراهم کردن نرخ ارسال داده با سرعت بالا و کمترین پیچیدگی، همچنین توانایی مقابله ی آن در برابر تداخل بین سمبل با وجود پراکندگی کانال بسیار مورد توجه قرار گرفته است، به همین دلیل در استاندارد های ارتباطی باسیم و بی سیم مانند پخش دیجیتالی

- wireless OFDM systems,” IEEE Trans. Broadcasting, Jun. 2006, vol. 52, no. 2, pp. 236–244.
- [5] S. H. Muller-Weinfurtner, “On the optimality of metrics for coarse frame synchronization in OFDM: A comparison,” in Proc. of Ninth IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun., Sep. 1998, pp. 533–537.
- [6] T. M. Schmidl, and D. C. Cox, “Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” IEEE Trans. Commun., Dec. 1997, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621.
- [7] J.J. Van de Beek, M. Sandell, and P.O. Borjesson, “ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems,” IEEE Trans. Signal Process. , Jul. 1997, vol. 45, no. 7, pp. 1800–1805.
- [8] D. Lee and K. Cheun, “Coarse symbol synchronization algorithms for OFDM systems in multipath channels,” IEEE Commun. Lett., Oct. 2002, vol. 6, no. 10, pp. 446–448.
- [9] W.-L. Chin, “Blind Symbol synchronization for OFDM systems using cyclic prefix in time-variant and long-echo fading channels” IEEE Trans. on Vehicular Technology, Jan. 2012, vol. 61, no. 1, pp.185-195.
- [10] H. Abdzadeh-Ziabari, and M.G. Shayesteh, “Robust timing and frequency synchronization for OFDM systems,” IEEE Trans. on Vehicular Tech., October 2011, vol. 60, no. 8, pp. 3646-3656.
- [11] S. Ma, X. Pan, G.-H. Yang, T.-S. Ng, “Blind symbol synchronization based on cyclic prefix for OFDM systems,” IEEE Trans. on Vehicular Tech., May 2009, vol. 58, no. 4, pp. 1746-1751.