

همگام‌سازی توأم زمانی و فرکانسی در سیستم‌های مخابراتی بر پایه استاندارد IEEE 802.11

محمود محصل فقهی^۱، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تبریز - تبریز - ایران - mohasselfeghi@tabrizu.ac.ir

چکیده: افزایش روزافزون تقاضا برای سرویس‌های باکیفیت با افزایش تعداد کاربران سبب شده است تا فراهم آوردن نرخ‌های بالای داده یکی از الزامات اساسی نسل آتی شبکه‌های بی‌سیم پهن‌بند گردد. یکی از راه‌کارهای پیشنهادشده برای این هدف بهره‌گیری از مدولاسیون OFDM است که در استانداردهای مختلفی هم‌چون IEEE 802.11 مورد استفاده قرار گرفته است. ازسوی دیگر عملکرد سیستم‌های مبتنی بر OFDM به‌شدت از آفست فرکانس حامل و نیز آفست زمان سمبل تأثیر می‌پذیرد. درنتیجه یکی از ملزومات اساسی هر گیرنده OFDM توانایی هم‌زمان‌سازی زمانی و فرکانسی با دقت بالا است. براین اساس، در این مقاله یک روش هم‌زمان‌سازی توأم زمانی و فرکانسی با دقت بالا برای به‌کارگیری در سیستم‌های مخابراتی مبتنی بر استاندارد IEEE 802.11 پیشنهاد می‌شود. با توجه به وجود داده‌های آموزشی در این استاندارد، الگوریتم پیشنهادی می‌بایست بر مبنای استفاده از این داده‌ها باشد. سپس بر پایه معیارهای مختلف، عملکرد روش پیشنهادی با استفاده از شبیه‌سازی‌های کامپیوتری در کانال نویز گوسی و نیز کانال محوشدگی چندمسیره مورد سنجش قرار می‌گیرد و با روش‌های مختلف هم‌زمان‌سازی بر پایه داده آموزشی معرفی شده در مراجع، مقایسه می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی مؤید عملکرد مطلوب و کاربردی بودن روش پیشنهادی است.

واژه‌های کلیدی: آفست فرکانس حامل، دنباله آموزشی، تخمین ابتدای سمبل، همگام‌سازی بر پایه پایلوت.

Joint Time and Frequency Synchronization in Communication Systems Based on IEEE 802.11 Standard

M. Mohassel Feghi¹, Assistant Professor

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran, Email: mohasselfeghi@tabrizu.ac.ir

Abstract: The growing demand for high-quality services together with the rapid increase in number of users have made the high data rate as one of the basic requirements of the next generation broadband wireless networks. One of the proposed solutions for this purpose is the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), which is used in various standards, such as IEEE 802.11. On the other hand, OFDM System's performance is highly affected by carrier frequency offset and time offset. Therefore, one of the essential requirements of each OFDM receiver is its capability in performing accurate time and frequency synchronization. Hence, in this paper, a joint time and frequency synchronization method for communication systems based on IEEE 802.11 is proposed. As the IEEE 802.11 standard uses training sequence or preamble in its frame, synchronization methods employed in this standard should be based on using such training sequences. Then, based on different metrics and using computer simulations, the performance behavior of the proposed method in AWGN and multipath fading channels is evaluated and compared with various training-based synchronization methods. Simulation results verify desirable performance of the proposed method in practical scenarios.

Keywords: Carrier frequency offset, training sequence, symbol timing estimation, pilot-based synchronization.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۰۸/۱۴

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۱۲/۱۴ و ۱۳۹۸/۰۱/۳۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۲/۱۸

نام نویسنده مسئول: محمود محصل فقهی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تبریز - بلوار ۲۹ بهمن - دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

۱ - مقدمه

گسترش روزافزون تعداد کاربران از یک‌سو و نیز افزایش تقاضا برای سرویس‌های باکیفیت توسط آن‌ها از سوی دیگر سبب شده‌است تا نسل آتی شبکه‌های بی‌سیم پهن‌بند ملزم به فراهم‌سازی نرخ‌های داده زیاد برای کاربران باشد. یکی از راه‌حل‌های ارائه‌شده به این منظور استفاده از مدولاسیون OFDM در شبکه‌های فوق است [۱]. OFDM یک نوع مدولاسیون چندحاملی^۱ با زیرحامل‌های عمود برهم و با ویژگی‌هایی هم‌چون (۱) داشتن پهنای باند فرکانسی بهینه، (۲) مقاوم‌بودن در برابر تداخل بین‌سمبلی (ISI^۲)، (۳) داشتن امکان ارسال داده با نرخ بالا و ... است که بسیار موردتوجه متخصصان حوزه مخابرات می‌باشد [۲]. بر این اساس OFDM در استانداردهای مختلفی هم‌چون پخش ویدئوی دیجیتال زمینی (DVB-T^۳) [۳]، استاندارد IEEE 802.11 [۴]، WiMAX [۵]، LTE و LTE-A [۶] مورد استفاده قرار گرفته است.

عملکرد سیستم‌های مبتنی بر OFDM به‌شدت تأثیرپذیر از آفست فرکانس حامل (CFO^۴) است که آن نیز ناشی از عدم تطبیق کامل نوسان‌سازهای فرستنده و گیرنده و در مخابرات سیار ناشی از شیفت داپلر حاصل از تحرک است. CFO می‌تواند تعامد زیرحامل‌ها را مختل ساخته و سبب تداخل بین‌حاملی (ICI^۵) شدید گردد که نتیجه غایی آن افت نسبت سیگنال به نویز است [۷]. هم‌چنین آفست زمان سمبل OFDM (عدم تطابق بین زمان واقعی ورود سمبل و زمان مفروض در گیرنده به‌عنوان لحظه ورود) می‌تواند سبب افت قابل‌ملاحظه عملکرد از طریق ایجاد ISI و ICI گردد [۸]. در نتیجه یکی از ملزومات اساسی هر گیرنده OFDM داشتن یک هم‌زمان‌ساز طراحی‌شده به‌صورت دقیق است که قادر باشد تا هم‌زمان‌سازی زمانی و فرکانسی را با دقت بالا به انجام برساند.

در حالت کلی می‌توان روش‌های هم‌زمان‌سازی برای سیستم‌های OFDM را به دو دسته کلی تقسیم نمود: (۱) روش‌های مبتنی بر استفاده از دنباله آموزشی یا سرآغاز که با عنوان روش‌های DA^۶ شناخته می‌شوند و (۲) روش‌های مبتنی بر عدم استفاده از دنباله‌های آموزشی (یا روش‌های کور) تحت‌عنوان کلی NDA^۷. در حالت کلی روش‌های DA برای حصول عملکرد یکسان با روش‌های NDA به SNR کم‌تری نیاز دارند، اما این روش‌ها نیازمند دانستن اطلاعات یا داده‌های ارسال‌شده توسط فرستنده هستند.

ازجمله روش‌های تخمین آفست زمانی و آفست فرکانس حامل ارائه‌شده در مراجع می‌توان به روش بیشینه هم‌بستگی (MC) [۹]، روش بیشینه هم‌بستگی نرمالیزه (MNC) [۱۰] و روش بیشینه درست‌نمایی (ML) [۱۱-۱۲]، اشاره کرد. از این روش‌ها می‌توان در سیستم‌هایی که مبتنی بر استفاده از داده‌های آموزشی نیستند مانند سیستم‌های مبتنی استاندارد DVB استفاده کرد. در این حالت برای هم‌زمان‌سازی از وجود پیشوند چرخشی (CP^۸) در سیگنال OFDM و محاسبه خودهم‌بستگی سیگنال دریافتی با شیفت یافته خودش

استفاده می‌شود. در روش‌هایی که از دنباله آموزشی برای هم‌زمان‌سازی استفاده نمی‌کنند، علاوه‌بر استفاده از CP، از ویژگی‌های دیگر سیگنال ازجمله ایستادن‌دوری بودن سیگنال دریافتی [۱۳] و نیز متناوب‌بودن چگالی طیف توان سیگنال دریافتی [۱۴] نیز می‌توان بهره برد. درسوی دیگر روش‌های مبتنی بر استفاده از سرآغاز قرار دارند که قابل استفاده در استاندارد IEEE 802.11 می‌باشند. ازجمله این روش‌ها می‌توان به روش‌های ارائه‌شده در مراجع [۱۵] و [۱۶] اشاره کرد که در ادامه توضیح داده خواهند شد. هم‌چنین در [۱۷] از دنباله z adoff-chu به‌عنوان دنباله آموزشی برای هم‌زمان‌سازی سامانه‌های مخابرات صوتی در زیردریا استفاده شده‌است و در [۱۸] هم‌زمان‌سازی در سامانه‌های OFDM/OQAM براساس استفاده از سرآغاز در کانال AWGN مورد مطالعه قرار گرفته است. هم‌چنین در [۱۹] از حس‌گری فشرده با به کارگیری داده آموزشی برای هم‌زمان‌سازی بهره‌برداری شده‌است.

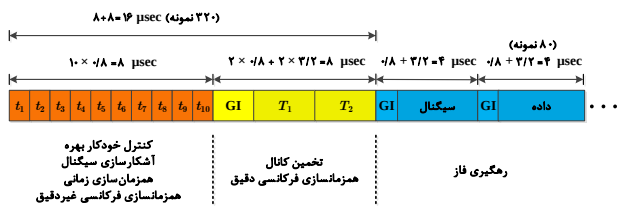
در [۲۰] روش‌های مختلف هم‌زمان‌سازی زمانی و فرکانسی در سیستم‌های مبتنی بر استاندارد DVB مورد مقایسه و ارزیابی قرار گرفته است. برخلاف روش‌های مورد ارزیابی در [۲۰] که مبتنی بر استفاده از داده‌های آموزشی نیستند، در این مقاله روش‌های تخمین آفست زمانی و فرکانسی مبتنی بر استفاده از داده‌های آموزشی مورد تحلیل و ارزیابی قرار خواهد گرفت. براین‌اساس، در ابتدا استاندارد IEEE 802.11 به‌طور مختصر معرفی شده و اطلاعات سیستمی آن ارائه شده‌است. سپس چندین الگوریتم ارائه‌شده در مراجع مختلف برای هم‌زمان‌سازی زمانی و فرکانسی قابل به‌کارگیری در استاندارد فوق بررسی شده‌است. در ادامه یک روش هم‌زمان‌سازی توأم زمانی و فرکانسی مبتنی بر استفاده از داده‌های آموزشی با دقت بالا پیشنهاد شده‌است. سپس عملکرد الگوریتم پیشنهادی با شبیه‌سازی‌های کامپیوتری در کانال AWGN ارزیابی شده و با روش‌های موجود مورد مقایسه قرار گرفته است. علاوه‌براین، الگوریتم پیشنهادی که دارای بهترین عملکرد در کانال AWGN است، در کانال واقعی‌تر محوشدگی چندمسیره مورد سنجش و بررسی عملکردی قرار گرفته است. هم‌چنین تحلیل تئوری و مقایسه عملکرد روش‌های مختلف با معیارهایی هم‌چون میانگین، جذر متوسط مربع خطای تخمین، احتمال عدم آشکارسازی و نیز احتمال هشدار غلط در این مقاله به انجام رسیده است. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده عملکرد مقاوم و مطمئن روش پیشنهادی در کانال‌های محوشدگی چندمسیره با پروفایل‌های تأخیر مختلف می‌باشد. ازجمله این‌که روش پیشنهادی قادر است در کانال محوشدگی چندمسیره و با وجود آفست فرکانس حامل، آفست زمانی را با دقت بالا تخمین بزند. براساس چنین ارزیابی‌هایی می‌توان کاربردی‌بودن روش پیشنهادی و امکان بکارگیری آن در سامانه‌های عملی را مورد تأیید قرار داد.

۲- مروری بر استاندارد IEEE802.11a

IEEE802.11a یک استاندارد شبکه محلی بی‌سیم است که توسط

۲-۳- قاب‌های داده

قاب‌های داده، شکل کلی OFDM را دارا هستند. نحوه تولید این قاب‌ها را برای یک قاب نوعی، می‌توان به‌طور خلاصه این‌گونه تشریح نمود:



شکل ۱: یک پرست OFDM در استاندارد IEEE802.11a.

- داده‌های اولیه مدوله‌شده و به تعداد ۴۸ نمونه جدا می‌شوند. (این داده‌ها به‌دلیل مدولاسیون، در حالت کلی مختلط هستند).
- در این مرحله، یک رشته به‌طول ۵۲ نمونه می‌بایست تولید شود. ۴ نمونه پیلوت در اندیس‌های ۲۱، ۷، ۲۱، ۷، ۲۱ قرار داده می‌شوند و به‌همراه داده‌های ۴۸ نمونه‌ای مرحله قبل، ۵۲ نمونه را تولید می‌کنند. در حقیقت داده‌های ۴۸ تایی در اندیس‌های باقی‌مانده و به‌ترتیب پر می‌شوند. این پیلوت‌ها توسط مدولاسیون BPSK بر روی یک رشته شبه‌دودویی تولید می‌شوند و برای آشکارسازی همدوس^{۱۵} که در برابر آفست فرکانسی و نویز فاز مقاوم باشد، استفاده می‌گردند.
- از ۵۲ نمونه دریافتی یک IFFT به‌صورت ۶۴ نقطه‌ای گرفته می‌شود.
- ۱۶ نمونه از انتهای رشته ۶۴ نمونه‌ای تولیدشده در قسمت قبل برداشته و به‌عنوان CP به ابتدای آن اضافه می‌شود (اکنون یک رشته ۸۰ تایی تولید شده‌است).

۳- همزمان‌سازی زمانی

در این بخش به بررسی روش‌های مختلف همزمان‌سازی زمانی که مبتنی بر استفاده از دنباله‌های آموزشی هستند، پرداخته شده‌است. روش‌های تخمین آفست زمانی در حالت کلی به دو دسته تقسیم می‌شوند:

الف: تخمین آفست زمانی به روش همبستگی متقابل سیگنال دریافتی و سیگنال سرآغاز،

ب: تخمین آفست زمانی به روش خودهمبستگی سیگنال دریافتی با شیف‌ت‌یافته خودش.

اساس روش اول بدین‌صورت است که با دراختیارداشتن یک سیگنال سرآغاز معلوم، شباهت سیگنال دریافتی در گیرنده با این سیگنال معلوم محاسبه می‌گردد. سپس نقطه‌ای که دارای بیش‌ترین مقدار همبستگی با سیگنال سرآغاز باشد، به‌عنوان تخمین آفست زمانی برگزیده می‌شود. بدین‌منظور می‌بایست ابتدا عبارت زیر محاسبه شود:

موسسه IEEE برگزیده شده‌است. این استاندارد قابلیت ارسال داده تا نرخ ۵۴ Mbps را دارد و از مدولاسیون OFDM استفاده می‌نماید. همچنین این استاندارد در طیف فرکانسی ۵/۸ GHz کار می‌کند، دارای پهنای باند ۲۰ MHz بوده ولی در عمل ۱۶/۶ MHz از پهنای باند را اشغال می‌نماید. مهم‌ترین اطلاعات سیستمی این استاندارد در جدول ۱ آمده است.

جدول ۱: اطلاعات سیستمی استاندارد IEEE802.11a [۴].

پارامتر	نام پارامتر	مقدار
فرکانس سیستم	$1/T_s$	۲۰ MHz
ساعت سیستم	T_s	$0.05 \mu\text{sec}$ (یک نمونه)
طول FFT	N_{FFT}	۶۴
دوره زمانی FFT	$T_{FFT} = T_s \cdot N_{FFT}$	$3.2 \mu\text{sec}$
فاصله فرکانسی زیرحامل	$\Delta_f = 1/T_{FFT}$	312.5 MHz
تعداد زیرحامل‌های داده	-	۴۸
تعداد زیرحامل‌های پیلوت	-	۴
دوره زمانی GI	-	$0.8 \mu\text{sec}$ (۱۶ نمونه)
دوره زمانی سمبل OFDM	-	$4 \mu\text{sec}$ (۸۰ نمونه)

در ادامه در مورد برخی از پارامترهای اشاره‌شده در جدول ۱ بیش‌تر توضیح داده خواهد شد. شکل ۱ یک پرست^۹ OFDM از ارسال داده توسط این استاندارد را نمایش می‌دهد. این مجموعه شامل سرآغاز^{۱۱}، قاب^{۱۱} سیگنال و چندین قاب داده می‌باشد.

۲-۱- سرآغاز

سرآغاز از دو قسمت هم‌طول به نام‌های دنباله آموزشی کوتاه (STS^{۱۲}) و دنباله آموزشی بلند (LTS^{۱۳}) تشکیل می‌شود. STS از ۱۰ تکه یکسان و شبه‌نویز^{۱۴} به طول ۱۶ نمونه تشکیل می‌شود که در مجموع ۱۶۰ نمونه طول دارد. LTS نیز از دو تکه ۶۴ تایی یکسان و یک قسمت ۳۲ تایی به‌عنوان CP درست شده‌است (شکل ۱ را ببینید). در استاندارد IEEE802.11a، تمامی نمونه‌های مربوط به سرآغاز (هم STS و هم LTS) به‌طور یکتا داده شده‌اند [۴]. از STS و LTS می‌توان به‌صور گوناگونی استفاده کرد، ولی معمولاً از STS در همزمان‌سازی زمانی و همزمان‌سازی فرکانسی غیردقیق و از LTS در تخمین کانال و همزمان‌سازی فرکانسی دقیق استفاده می‌شود.

۲-۲- قاب سیگنال

قاب سیگنال از ۶۴ نمونه اصلی و ۱۶ نمونه به‌عنوان دوره محافظ (GI) یا همان CP تشکیل می‌شود. این قاب دارای اطلاعاتی در مورد نرخ داده‌ها، طول قاب‌های داده و ... است (شکل ۱ را ببینید). قاب سیگنال شکل کلی یک سمبل OFDM را دارد، یعنی پس از پرکردن این قاب با اطلاعات نرخ و ...، مدولاسیون اجرا می‌شود، IFFT گرفته می‌شود و درنهایت CP اضافه می‌شود.

۳-۱-۲- روش بیشینه هم‌بستگی نرمالیزه (MNC)

روش MNC به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\hat{n}_{MNC} = \arg \max_n (m_{MNC}[n]) = \arg \max_n \left(\frac{|c[n]|}{|\gamma[n]|} \right) \quad (7)$$

که در آن:

$$\gamma[n] = \sum_{i=0}^{N_{\text{train}}-1} |r[n+i+N_{\text{per}}]|^2 \quad (8)$$

در این روش که به روش Schmidl & Cox [۱۰] نیز معروف است، برخلاف روش قبل، توان سیگنال ورودی نیز مورد استفاده قرار می‌گیرد که نتیجه آن کاهش محدوده سیگنال خروجی و ساده‌تر شدن یافتن آستانه تشخیص مقدار حداکثر است.

۳-۱-۳- روش بیشینه درست‌نمایی (ML)

روش ML به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} \hat{n}_{ML} &= \arg \max_n (m_{ML}[n]) \\ &= \arg \max_n \left(2 \cdot |c[n]| - \eta \cdot (\gamma[n] + \gamma[n+N_{\text{per}}]) \right) \end{aligned} \quad (9)$$

که در آن:

$$\eta = \frac{SNR}{SNR + 1} \quad (10)$$

۳-۱-۴- روش Seung

سرآغاز این روش (در حوزه زمان) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\text{Preamble} = [A, B^*] \quad (11)$$

که در آن A رشته‌ای است که به کمک دنباله‌ای CAZAC تولید شده است [۱۵]. B نیز با A متقارن است. (A و B هم‌طول هستند). این روش برای GI مربوط به سرآغاز از افزودن صفر^{۱۶} استفاده می‌نماید. سنج به کاررفته در این روش به صورت زیر است:

$$\hat{n}_{\text{Seung}} = \arg \max_n \frac{|R_{\text{Seung}}(d)|}{P_{\text{Seung}}(d)} \quad (12)$$

که در آن N طول سرآغاز است:

$$R_{\text{Seung}}(d) = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} r(d-k)r(d+k+1) \quad (13)$$

$$P_{\text{Seung}}(d) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left| r(d+k - \frac{N}{2}) \right|^2 \quad (14)$$

۳-۲- روش پیشنهادی

در روش پیشنهادی سیگنال سرآغاز به L بخش هم‌طول (M نمونه‌ای) تقسیم می‌شود و هر قسمت براساس الگوی مشخصی ($p(k)$) مشابه با ساختار به کاررفته در [۱۶]، در عدد ۱ و یا -۱ ضرب می‌شود. نزدیک ترین الگو (از نظر طول) به کاربرد مدنظر در این پژوهش (IEEE802.11a)، الگوی ۸ تایی است که دو عدد انتهای آن به ابتدایش

$$c[n] = \sum_{i=0}^{L-1} r^*[n+i]\rho[i] \quad (1)$$

که در آن r سیگنال دریافتی، ρ سیگنال سرآغاز و L طول آن است. حال تخمین آفست زمانی به این شکل در می‌آید:

$$\hat{n}_{\text{cross-corr}} = \arg \max_n |c[n]| \quad (2)$$

البته لازم به ذکر است که اگر آفست فرکانسی وجود داشته باشد، روش فوق باید تصحیح گردد؛ چرا که مثلاً اگر آفست فرکانسی به حدی باشد که در طول L نمونه از سیگنال دریافتی، به تعداد صحیح تناوب پیدا کند، حاصل رابطه (۱) صفر و یا بسیار کوچک می‌شود. بنابراین اگر محدوده آفست فرکانسی موجود در سیستم معلوم باشد، بایستی عبارت (۱) را در طول بازه‌های کوچک‌تری حساب کرد (تا آفست فرکانسی نتواند تناوب پیدا کند) و سپس قدر مطلق این مقادیر را با هم جمع نمود تا مقدار حاصله بزرگ شود. این مفهوم به بیان ریاضی به صورت زیر قابل فرموله شدن است:

$$c[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{i=0}^{L_{\text{new}}-1} r^*[n+i+mL_{\text{new}}]\rho[i+mL_{\text{new}}] \right| \quad (3)$$

که در آن L_{new} باتوجه به آفست فرکانسی برگزیده می‌شود و رابطه آن با M به صورت زیر است:

$$L = L_{\text{new}} \times M \quad (4)$$

۳-۱- روش‌های هم‌زمان‌سازی زمانی

در این قسمت، روش‌های مختلف با نام‌های MC [۹]، MNC (Schmidl & Cox) [۱۰]، ML [۱۱-۱۲]، Seung [۱۵] و نیز روش پیشنهادی معرفی خواهند شد. پایه و اساس سه روش نخست بر محاسبه خودبستگی سیگنال دریافتی با شیفت‌یافته خودش استوار است که در رابطه (۵) تعریف شده است.

$$c[n] = \sum_{i=0}^{N_{\text{train}}-1} r^*[n+i]r[n+i+N_{\text{per}}] \quad (5)$$

که در آن r مبین سیگنال دریافتی در حوزه زمان، N_{per} فاکتور تناوبی و N_{train} بیان‌گر طول سمبل آموزشی است که برابر با فاکتور تناوبی یا مضرب صحیحی از آن است.

در واقع نام سه روش اول برگرفته از سه نوع سنج‌های است که برای یافتن تخمین آفست زمانی مورد استفاده قرار می‌گیرد و نام روش چهارم برگرفته از نام مبدع روش می‌باشد.

۳-۱-۱- روش بیشینه هم‌بستگی (MC)

روش MC به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\hat{n}_{MC} = \arg \max_n (m_{MC}[n]) = \arg \max_n (|c[n]|) \quad (6)$$

همان‌گونه که از رابطه فوق مشخص است بیشینه اندازه هم‌بستگی مبین زمان آغاز سمبل است.

۴- هم زمان سازی فرکانسی

بخش تخمین آفست فرکانسی بر پایه استفاده از دنباله آموزشی یا سرآغاز خود دارای دو زیربخش است که در ادامه توضیح داده خواهد شد:

الف: تخمین آفست فرکانسی کسری غیردقیق و دقیق

ب: تخمین آفست فرکانسی صحیح

۴-۱- تخمین آفست فرکانسی کسری غیردقیق و دقیق

اگر یک آفست فرکانسی به اندازه Δf_c وجود داشته باشد همانند آن است که سیگنال دریافتی در عبارت $e^{j2\pi\Delta f_c t}$ ضرب شده است. در نمایش سیگنال ها به صورت گسسته مانند آن است که سیگنال در $e^{j2\pi\Delta f_c nT_{sam}}$ ضرب شده است. می دانیم:

$$T_{sam} = \frac{1}{N_{FFT} \times \Delta f_{sub}} \quad (19)$$

که در آن Δf_{sub} پهنای باند یک زیرحامل و N_{FFT} تعداد زیر حامل ها است. اگر آفست فرکانسی به فرکانس یک زیرحامل نرمالیزه شود، یعنی:

$$\varepsilon = \frac{\Delta f_c}{\Delta f_{sub}} \quad (20)$$

در این صورت سیگنال گسسته در عبارت $\exp\left\{j2\pi\varepsilon\frac{n}{N_{FFT}}\right\}$ ضرب خواهد شد. بنابراین سیگنال دریافتی (بدون در نظر گرفتن نویز و اثر کانال) به صورت زیر در خواهد آمد:

$$r[n] = s[n]e^{j(2\pi\varepsilon\frac{n}{N_{FFT}})} \quad (21)$$

حال به کمک رابطه (۱) عبارت زیر حاصل می شود:

$$c[n] = e^{j(2\pi\varepsilon\frac{N_{per}}{N_{FFT}}) \sum_{i=0}^{N_{FFT}-1} |r[n+i]|^2} \quad (22)$$

در این صورت تخمین آفست فرکانسی به شکل زیر در می آید:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{N_{FFT}}{2\pi N_{per}} \arg c[n] \quad (23)$$

باتوجه به عبارت فوق این نتیجه به دست می آید که:

$$|\hat{\varepsilon}| \leq \frac{N_{FFT}}{2N_{per}} \quad (24)$$

حال اگر از STS برای تخمین فرکانسی غیردقیق و از LTS برای تخمین فرکانسی دقیق استفاده شود، داریم ($N_{FFT} = 64$):

$$\begin{cases} \text{CFFE: } N_{per} = 16 \rightarrow |\hat{\varepsilon}| \leq 2 \\ \text{FFFE: } N_{per} = 64 \rightarrow |\hat{\varepsilon}| \leq \frac{1}{4} \end{cases} \quad (25)$$

که در آن CFFE^{۱۷} تخمین فرکانس کسری غیردقیق و FFFE^{۱۸} تخمین فرکانس کسری دقیق است. اگر آفست فرکانسی بیرون از بازه (۲ و -۲) باشد (در تخمین غیردقیق)، باید از روش های دیگری برای تخمین آن

اضافه شده و الگویی ۱۰ عنصری ساخته می شود (به دلیل این که STS دارای ۱۰ قسمت تکراری است).

سنجه مورد استفاده در این روش به صورت زیر تعریف می شود:

$$\hat{n}_p = \arg \max \frac{|R_p(d)|}{E(d)} \quad (15)$$

که در آن:

$$E(d) = \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |r(d+m+kM)|^2 \quad (16)$$

$$R_p(d) = \sum_{k=0}^{L-2} b(k) \sum_{m=0}^{M-1} r^*(d+m+kM) r(d+m+(k+1)M) \quad (17)$$

$$b(k) = p(k)p(k+1), \quad k=0,1,\dots,L-2 \quad (18)$$

در رابطه فوق $p(k)$ ها همان الگوی ۱ و -۱ تغییر علامت می باشد. نحوه تعیین N_{Trai} و N_{per} در بخش های بعدی ارائه خواهد شد. در ادامه نحوه طراحی ساختار سرآغاز مورد استفاده در این مقاله توضیح داده می شود.

۳-۲-۱- ساختار سرآغاز

سرآغاز دارای L تکه با طول M نمونه است که در هر کدام از این تکه ها یک رشته شبه نویز از نوع دنباله m قرار دارد (لازم به ذکر است که دنباله m به صورت دوقطبی درآمده است، یعنی ۰ و ۱ ها به ترتیب به ۱ و -۱ نگاشته شده اند). البته برای آنکه سرآغاز هم طول با سمبل های OFDM گردد، به اندازه CP نمونه از انتهای آن برداشته و به ابتدای آن اضافه می شود. در جدول ۲ مشخصات ساختاری سرآغاز مورد استفاده در شبیه سازی ها برای $L=8$ و $L=16$ آمده است.

جدول ۲: مشخصات ساختاری سرآغاز مورد استفاده در شبیه سازی ها.

طول سرآغاز	دنباله PN	$N=L \times M$	CP	M	L
۱۱۵۲	دنباله m	۱۰۲۴	۱۲۸	۱۲۸	۸
۱۱۵۲	دنباله m	۱۰۲۴	۱۲۸	۶۴	۱۶

از آن جاکه دنباله های m دارای طول هایی به صورت $2^k - 1$ هستند، یک عدد ۱ (معادل عدد ۰ در خروجی شیفت رجیسترهای سازنده دنباله) به ابتدای رشته اضافه می شود تا چه در حالت $L=8$ و چه در حالت $L=16$ حاصل ضرب طول دنباله در L برابر ۱۰۲۴ گردد. سپس هر کدام از این L تکه در یک عدد ۱ و یا -۱ ضرب می شود. یک حالت از ساختار این اعداد ۱ و -۱ برای $L=8$ و $L=16$ در جدول ۳ آمده است.

جدول ۳: الگوی نمونه برای دو حالت $L=8$ و $L=16$.

الگو	L
[+ + - - + - - -]	۸
[+ - - + + - - + - - + - - + - -]	۱۶

۲-۴- تخمین آفست فرکانسی صحیح

در بخش قبل اشاره شد که برای یافتن آفست‌های فرکانسی بیرون از بازه (۲۰۲-) باید از روش تخمین آفست فرکانسی صحیح استفاده کرد. در این قسمت روشی برای این منظور ارائه می‌شود. در حالت کلی می‌توان آفست فرکانسی را به صورت ترکیبی از قسمت کسری و صحیح مطابق رابطه زیر نوشت:

$$CFO = CFO_{\text{frac}} + CFO_{\text{int}} \quad (26)$$

که در آن (برای کاربرد مدنظر در این پژوهش یعنی IEEE802.11a) داریم:

$$-2 < CFO_{\text{frac}} < 2 \quad (27)$$

تذکره: لازم به ذکر است که اطلاعات به صورت تفاضلی^{۱۹} (در حوزه فرکانس) در LTS جاسازی شده است. این اطلاعات جاسازی شده شبیه به دنباله m هستند و مقادیر ۱ و -۱ دارند. برای یافتن آفست فرکانسی صحیح، از سیگنال دریافتی در قسمت LTS اش، ۳۲ نمونه CP اش را جدا کرده و از اولین ۶۴ نمونه باقی مانده FFT گرفته می‌شود ($X[k]$)، از طرفی ۶۴ نمونه اصلی سیگنال سرآغاز در حوزه فرکانس در گیرنده وجود دارد ($Y[k]$)، حال از روی سیگنال‌های $Y[k]$ و $X[k]$ اطلاعات تفاضلی هر کدام استخراج می‌شود و به ترتیب $Y_A[k]$ و $X_A[k]$ نامیده می‌شود. برای فهم ساده‌تر مسئله، گویا یک ماتریس وجود دارد که هر ستون آن شیف‌یافته ستون قبلی خود به میزان یک واحد است:

$$PM = \begin{bmatrix} Y_A[1] & Y_A[2] & \dots & Y_A[63] & Y_A[64] \\ Y_A[2] & Y_A[3] & \dots & Y_A[64] & Y_A[1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Y_A[63] & Y_A[64] & \dots & Y_A[1] & Y_A[62] \\ Y_A[64] & Y_A[1] & \dots & Y_A[62] & Y_A[63] \end{bmatrix} \quad (28)$$

که در آن PM ماتریس سرآغاز است. حال، از ضرب داخلی هر ستون ماتریس بالا در بردار $X_A[k]$ و یافتن اندیسی که بیشترین مقدار را دارد، تخمین مقدار صحیح آفست فرکانسی اجرا می‌شود:

$$\text{Integer}_{CFO} = \arg \max |X_{\text{diff}}^H \times \text{Preamble Matrix}| \quad (29)$$

۳-۴- روش‌های هم‌زمان‌سازی فرکانسی

در این بخش الگوریتم‌های مختلف برای هم‌زمان‌سازی فرکانسی مبتنی بر استفاده از دنباله آموزشی یا سرآغاز مورد بررسی قرار می‌گیرد.

توجه: در تمام مراحل این قسمت، آفست فرکانس نرمالیزه به فرکانس زیر حامل‌ها تخمین زده می‌شود.

۱-۳-۴- روش Schmidl & Cox [۱۰]

در این روش پس از آن که تخمین آفست زمانی انجام شد، برای یافتن آفست فرکانسی از رابطه زیر استفاده می‌شود:

استفاده کرد. در تخمین آفست فرکانسی صحیح این مسئله بررسی خواهد شد. در ادامه نحوه تعیین مقادیر N_{per} و N_{Train} در هنگام استفاده از STS و LTS تشریح می‌گردد.

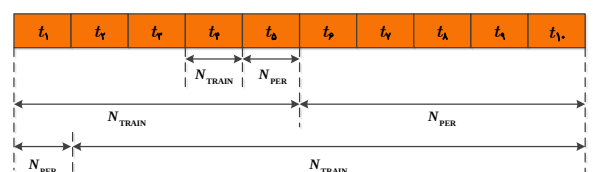
۱-۱-۴- تعیین مقادیر N_{per} و N_{Train} به هنگام استفاده از STS:

برای تعیین مقدار پارامترهای فوق چندین حالت را می‌توان فرض کرد. مثلاً ۳ حالت مهم زیر مورد بررسی قرار می‌گیرد که در شکل ۲ نیز نشان داده شده‌اند:

$$N_{\text{per}} = 16 \text{ و } N_{\text{Train}} = 16 \quad (1)$$

$$N_{\text{per}} = 80 \text{ و } N_{\text{Train}} = 80 \quad (2)$$

$$N_{\text{per}} = 16 \text{ و } N_{\text{Train}} = 144 \quad (3)$$

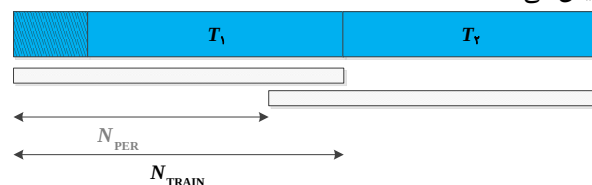


شکل ۲: نمایش ۳ حالت مختلف برای مقادیر N_{per} و N_{Train} در حالت استفاده از STS

مشخص است که هرچه مقدار N_{Train} بیشتر باشد، دقت تخمین بیشتر می‌شود. چرا که از تعداد نمونه بیشتری برای محاسبه حاصل جمع مربوط به تابع $c[n]$ استفاده می‌شود. از طرفی چون در ابتدا هدف تخمین آفست فرکانسی کسری غیردقیق به کمک STS است، باید مقدار N_{per} کوچک باشد تا بازه فرکانسی به نسبت بزرگی را (به اندازه ۴ زیرحامل) بتوان تخمین زد. بنابراین باید به دنبال حالتی بود که در آن، N_{Train} بزرگ و N_{per} کوچک باشد، پس از بین ۳ حالت فوق مورد سوم انتخاب می‌شود یعنی: $N_{\text{per}} = 16$ و $N_{\text{Train}} = 144$.

۲-۱-۴- تعیین مقادیر N_{per} و N_{Train} به هنگام استفاده از LTS:

همان‌طور که در بالا اشاره شد این نتیجه به دست آمد که N_{per} در این حالت بایستی ۶۴ انتخاب شود تا بتوان در یک محدوده فرکانسی کوچک و با دقت بالا، آفست فرکانسی را تخمین زد. برای تعیین N_{Train} باید حالتی برگزیده شود که بیشینه باشد تا تعداد نمونه‌های بیشتری در تخمین نقش داشته باشند، بنابراین مقدار آن ۹۶ انتخاب می‌شود، چرا که اگر بیش‌تر از آن برداشته شود، چون $N_{\text{per}} = 64$ است، از محدوده LTS بیرون می‌رود. شکل ۳ این موضوع را به صورت ساده‌ای نمایش می‌دهد.



شکل ۳: نحوه انتخاب N_{per} و N_{Train} در حالت استفاده از LTS

۵- شبیه‌سازی‌های کامپیوتری

در این بخش ابتدا کانال‌های مورد بررسی که شامل کانال محوشدگی چندمسیره است معرفی می‌شوند. سپس پارامترهای به‌کاررفته در شبیه‌سازی‌ها و نهایتاً نتایج شبیه‌سازی‌ها ارائه می‌گردد.

سیگنال دریافتی در ارتباطات رادیویی از مسیرهای متعددی قابل دریافت است که این انتشار چندمسیره ناشی از مسیر مستقیم و نیز پدیده‌هایی هم‌چون محوشدگی، انعکاس، انکسار، پخش و پدیده سایه می‌باشد. در این مقاله دو مدل برای کانال با محوشدگی چندمسیره در نظر گرفته شده‌است که شامل مدل در-مسیر و مدل ورود می‌باشد. این مدل‌ها برای شبیه‌سازی‌های کانال که به‌راحتی در کامپیوترهای دیجیتال و سخت‌افزارها به‌کار می‌روند، مناسب هستند و لذا برای راست‌آزمایی لینک‌های هوایی دیجیتال به‌کار برده می‌شوند [۲۱]. مدل کانال در-مسیر به‌صورت دو مسیره مدل می‌شود و دارای یک مسیر مستقیم و یک دسته مسیر تأخیر یافته و منعکس شده می‌باشد. بر اساس [۲۲] و [۲۳]، مسیر مستقیم به‌صورت یک مقدار ثابت و مؤلفه کانال پخشی به‌صورت یک فرایند رایلی مدل می‌شود. مؤلفه‌های پخشی معمولاً دارای توزیع همسانگرد نیستند و پهنای باند مؤلفه‌ها کم‌تر از ۳۶۰ درجه است. در مرجع [۲۳] پهنای باند ۳/۵ درجه محاسبه شده‌است. دومین مدل کانال چندمسیره مورد استفاده مدل کانال ورود است که در آن طیف توان تأخیر به‌جای دو مسیر به‌صورت نمایی کاهشی می‌باشد و پهنای باند مؤلفه‌های پخشی ۱۸۰ درجه می‌باشد. برای شبیه‌سازی مسیرهای محوشدگی با فرکانس داپلر و زاویه ورود مشخص از روش ارائه‌شده در مرجع [۲۴] استفاده شده‌است. سایر پارامترهای مدل‌های کانال فوق‌الذکر در جدول ۱ مرجع [۲۰] ارائه شده‌است. سایر پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی‌های کامپیوتری در جدول ۴ آمده است.

۵-۱- نتایج شبیه‌سازی در کانال AWGN

در شکل ۴، عملکرد همگام‌سازی زمانی روش‌های MC، Schmidl & Cox، ML و روش پیشنهادی براساس معیار جذر میانگین مربع خطا (RMSE) برحسب SNR با هم مقایسه شده‌است. نتایج شبیه‌سازی‌ها برای ۱۰۰۰۰ تکرار می‌باشد. همان‌طورکه از شکل مشخص است، عملکرد سه روش اول در SNR های زیاد مانند هم است، اما چنان‌چه در بخش روابط ریاضی این سه روش مشاهده شد، حجم محاسبات روش ML زیاد است و در ضمن نیاز به دانستن SNR دارد، ازطرفی روش ML در کاربردهایی که ارسال سیگنال به‌صورت برست می‌باشد (مانند IEEE802.11a) دارای احتمال بالای رخ‌دادن هشدار غلط^{۲۰} است. هنگامی‌که هنوز برست شروع نشده و سیگنال صفر (به همراه نویز) وجود دارد (سنجه: حدود مقادیر صفر)، سنجه می‌تواند مقادیری بزرگ‌تر از حالتی‌که برست شروع شده‌است (سنجه: احتمالاً مقدارهای کم‌تر از صفر) بگیرد و به‌همین دلیل محل شروع را اشتباه گزارش نماید. اگرچه حجم محاسبات روش MC کم است اما چون سنجه آن نرمالیزه نیست، قراردادن یک آستانه مشکل‌ساز است. (برای تعیین آفست زمانی

$$\hat{\varepsilon} = \frac{N}{2\pi \times M \times H} \arg\{R(H)\} \quad (30)$$

۴-۳-۲- روش مجاور

بعد از آن‌که به‌کمک روش پیشنهادی تخمین آفست زمانی انجام گرفت، برای یافتن آفست فرکانسی می‌توان از رابطه زیر استفاده نمود:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{N}{2\pi \times M} \arg\{R(1)\} \quad (31)$$

این روش به‌صورت ابتکاری ارائه شده‌است و برای ارزیابی عملکرد روش‌های مختلف تخمین آفست فرکانسی استفاده می‌گردد. وجه‌تسمیه این روش آن است که برای محاسبه $R(1)$ ، در حقیقت از تکه‌های مجاور در درون سرآغاز استفاده شده‌است.

۴-۳-۳- روش پیشنهادی

پس از آن‌که به‌کمک هم‌زمان‌سازی زمانی محل ابتدای سرآغاز (بعد از CP) مشخص شد، سیگنال دریافتی از جهت تغییرات علامت به حالت اول خودبازگردانده می‌شود، یعنی براساس الگوی ۱ و ۱- داده شده، علامت هر کدام از L تکه تغییر می‌یابد. در این حالت سیگنال جدید و اصلاح‌علامت‌شده $y(k)$ ، $k=0,1,\dots,N-1$ نامیده می‌شود که در آن $N=LM$ است. تخمین آفست فرکانسی نرمالیزه‌شده به فاصله فرکانسی زیر حامل‌ها به‌صورت زیر می‌باشد:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{L}{2\pi} \sum_{m=1}^H \omega(m) \varphi(m) \quad (32)$$

که در آن:

$$\omega(m) = 3 \frac{(L-m)(L-m+1) - H(L-H)}{H(4H^2 - 6LH + 3L^2 - 1)} \quad (33)$$

$$\varphi(m) = \left[\arg\{R_y(m)\} - \arg\{R_y(m-1)\} \right]_{2\pi}, \quad 1 \leq m \leq H \quad (34)$$

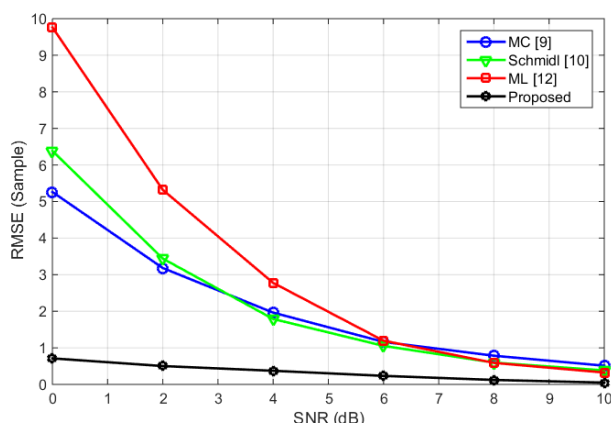
$$R_y(m) = \frac{1}{N - mM} \sum_{k=mM}^{N-1} y^*(k - mM) y(k), \quad 0 \leq m \leq H \quad (35)$$

توجه شود که $[x]_{2\pi}$ به معنی آن است که عدد x به پیمانه 2π برده می‌شود و در بازه $[-\pi, \pi)$ قرار می‌گیرد. $\arg\{R_y(m)\}$ آرگومان $R_y(m)$ را محاسبه می‌نماید. H یک پارامتر طراحی کوچک‌تر و یا مساوی $L-1$ است که مقدار بهینه‌اش $L/2$ است.

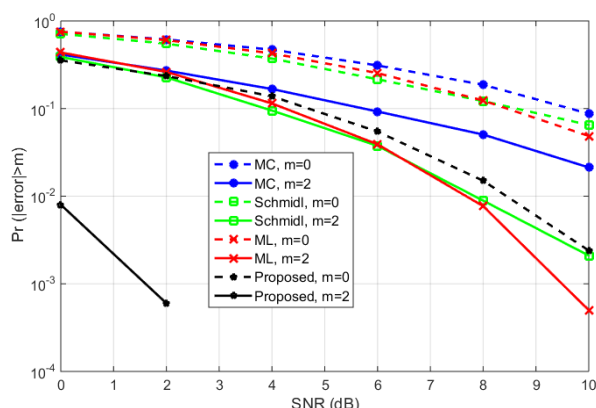
نکته مهم: در رابطه با محدوده تخمین آفست فرکانسی، اگر L تکه یکسان در سرآغاز داشته باشیم، $\pm L/2$ برابر میزان فاصله فرکانسی زیر حامل‌ها را می‌توان تخمین زد. حال اگر هر کدام از L تکه یکسان، خودش دارای k قسمت یکسان باشد، می‌توان محدوده تخمین آفست فرکانسی را تا $\pm Lk/2$ برابر میزان فاصله فرکانسی زیر حامل‌ها بالا برد.

Schmidl از خود نشان داده است که به دلیل توانایی بالای آن در تخمین آفست زمانی نسبت به روش Schmidl است.

در نتیجه الگوریتم هم‌زمان‌سازی پیشنهادی دارای کم‌ترین RMSE نسبت به سایر روش‌های مورد بررسی می‌باشد و از لحاظ حجم محاسباتی نیز تفاوت چندانی با سایر روش‌ها ندارد. بنابراین این الگوریتم به‌عنوان روش اصلی اجرای همگام‌سازی زمانی در سناریوهای که از سرآغاز استفاده می‌کنند، برگزیده می‌شود.



شکل ۴: جذر میانگین مربع خطای تخمین آفست زمانی روش‌های MC، Schmidl، ML و پیشنهادی بر حسب SNR.



شکل ۵: مقایسه احتمال خطای روش‌های مختلف تخمین آفست زمانی برای $m=0$ و $m=2$ نمونه بر حسب SNR.

الگوریتم پیشنهادی دارای ساختار منعطفی می‌باشد که بنا به شرایط گوناگون می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. اساس ساختار سرآغاز در روش پیشنهادی آن است که تعدادی قسمت هم طول و با مقادیر یکسان وجود دارد که فقط از لحاظ علامت با هم فرق دارند و الگوی این تغییرات علامت هم از قبل طراحی شده است.

۵-۲ نتایج شبیه‌سازی در کانال محوشدگی چندمسیره

۵-۲-۱ عملکرد هم‌زمان‌سازی زمانی

همان‌گونه که در بخش قبل مشاهده شد، در بین تمامی الگوریتم‌هایی که دارای سرآغاز هستند و از داده‌های آموزشی استفاده می‌کنند (الگوریتم‌های به‌کاررفته در IEEE 802.11)، بهترین عملکرد در کانال

و یا تعیین آن که یک برست OFDM آمده است، به قراردادن یک آستانه نیاز است).

جدول ۴: پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی‌ها.

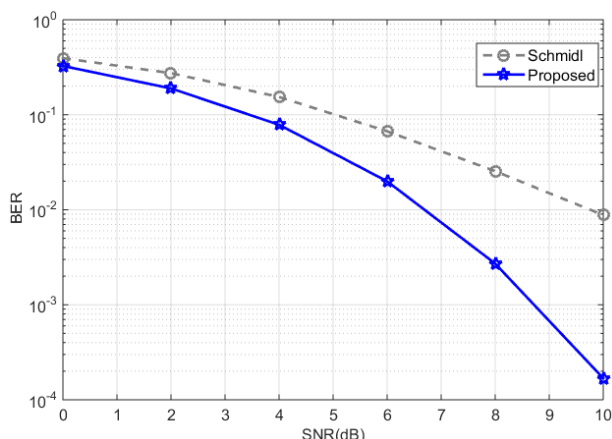
پارامتر	مقدار
طول FFT	۱۰۲۴
طول GI	۱۲۸
دوره زمانی GI	۶۴ μ sec
دوره مفید سمبل OFDM	۵۱۲ μ sec
دوره سمبل OFDM	۵۷۶ μ sec
تعداد حامل‌های مفید	۸۰۳
تعداد حامل‌های فعال	۹۰۳
حداکثر آفست فرکانسی	۱۶۰۰ Hz (± 2 PPM)
حداکثر خطای هم‌زمان‌سازی زمانی بر حسب نمونه (برای محاسبه احتمال هشدار غلط)	$(CP - \text{maximum channel spread}) \div 2 = 32$
مدولاسیون	۱۶ - QAM
نرخ up-sampling	۱

باتوجه به توضیحات بالا روش Schmidl & Cox به‌عنوان روشی که کارایی مطلوب و حجم محاسباتی نسبتاً کمی دارد، در بین سه روش یادشده ارجحیت دارد. به همین خاطر برای قسمت تخمین آفست فرکانس تنها روش Schmidl & Cox و روش پیشنهادی بررسی خواهد شد. در شکل ۵ برای مقایسه بهتر چهار روش یادشده احتمال رخ دادن خطای بیش‌تر از $m=0$ و $m=2$ نمونه برای SNR های مختلف شبیه‌سازی شده است.

شکل ۵ برتری روش پیشنهادی را بر سایر روش‌ها به‌وضوح نمایش می‌دهد. برای نمونه در $SNR = 2$ dB، احتمال خطای بیش از دو نمونه در تخمین آفست زمانی روش پیشنهادی کم‌تر از ۰/۰۰۵ است در حالی که این مقدار برای سایر روش‌ها بیش از ۰/۲ است.

در شکل ۶ تخمین آفست فرکانسی کسری برای روش Schmidl & Cox و روش پیشنهادی آمده است. همان‌طور که انتظار آن می‌رفت با افزایش SNR، خطای تخمین به‌صورت نزولی کم می‌شود. مشاهده دیگر آن است که دو روش فوق از لحاظ تخمین آفست فرکانسی کسری و به‌صورت غیردقیق تقریباً مثل هم هستند. در روش غیردقیق تخمین آفست فرکانسی، تخمین براساس STS بوده و در روش دقیق از LTS هم استفاده شده است که دقت تخمین را به‌طور واضحی افزایش داده است. در شکل ۷ تخمین آفست فرکانسی کسری برای روش‌های Schmidl & Cox و پیشنهادی به‌صورت دقیق و غیردقیق ارائه شده است. همانند شکل ۶ مشاهده می‌شود که دو روش فوق از لحاظ تخمین آفست فرکانسی کسری تقریباً مثل هم هستند.

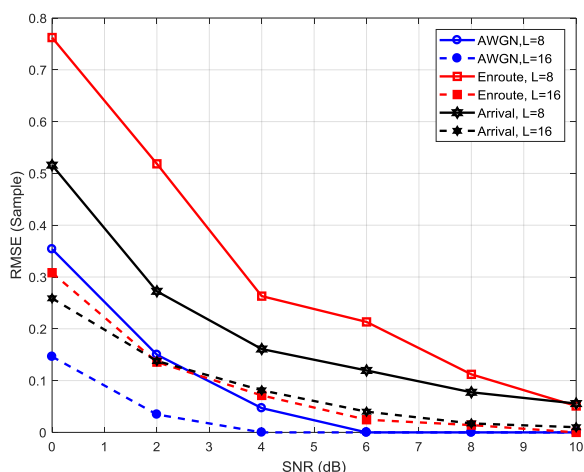
هم‌چنین برای مقایسه بیش‌تر روش Schmidl و روش پیشنهادی، منحنی احتمال خطای بیت (BER) دو روش با وجود آفست زمانی و آفست فرکانس حامل در کانال AWGN در شکل ۸ ارائه شده است. مطابق انتظار روش پیشنهادی عملکرد بسیار بهتری نسبت به روش



شکل ۸: احتمال خطای بیت در روش Schmidl و روش پیشنهادی برای کانال AWGN در حضور آفست زمانی و آفست فرکانس حامل.

به‌طور معادل فرکانس داپلر بزرگ‌تر، سرعت بالاتر متحرک را نشان می‌دهد که در کانال در-مسیر سرعت متحرک بسیار بیش‌تر از کانال ورود می‌باشد.

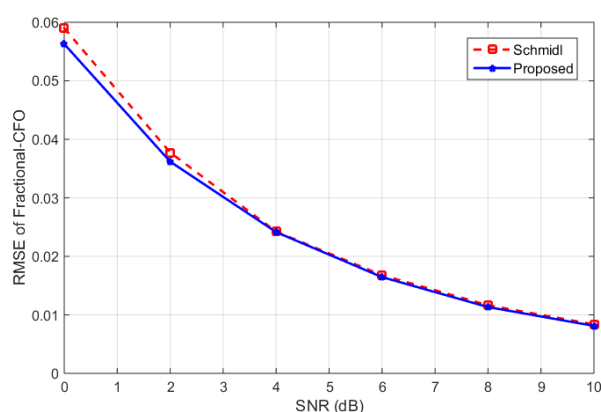
در شکل ۱۰ تخمین آفست زمانی براساس معیار RMSE برحسب SNR برای کانال‌های مختلف و برای حالت آفست فرکانس حامل برابر با صفر هرتز آمده است. هدف از شبیه‌سازی فوق این است که نشان داده شود الگوریتم همگام‌سازی ارائه‌شده (در روش‌هایی که از سرآغاز استفاده می‌کنند) مستقل از آفست فرکانسی کسری می‌باشد. اگر شکل‌های ۹ و ۱۰ مقایسه شوند، نتیجه می‌شود که آفست فرکانسی تقریباً در تخمین زمانی بی‌اثر است. همان‌گونه که از نتایج شبیه‌سازی مشخص است، روش پیشنهادی حتی در کانال محوشدگی چندمسیره نیز عملکرد قابل‌قبولی از خود نشان می‌دهد.



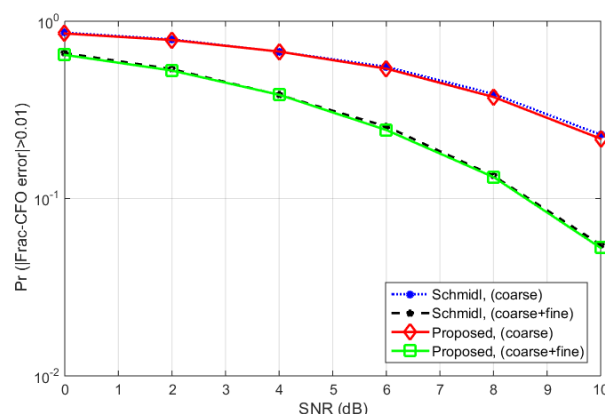
شکل ۹: RMSE تخمین آفست زمانی برحسب SNR برای کانال‌های AWGN و محوشدگی چندمسیره (در-مسیر و ورود) و برای حالت $\text{CFO}=750 \text{ Hz}$.

AWGN مربوط به روش پیشنهادی است. لذا در ادامه به بررسی عملکرد این روش در کانال‌های دارای محوشدگی چندمسیره پرداخته می‌شود. مشخصاً میزان افت عملکرد این روش در چنین کانال‌هایی مورد سنجش و ارزیابی قرار می‌گیرد. شکل ۹ نتایج عملکرد RMSE تخمین آفست زمانی برحسب SNR را در کانال‌های AWGN و نیز کانال محوشدگی چندمسیره (مدل‌های در-مسیر و ورود) در آفست فرکانس حامل برابر با ۷۵۰ هرتز نشان می‌دهد.

همان‌طور که در شکل ۹ مشاهده می‌شود، می‌توان چنین نتیجه گرفت که به‌صورت کلی روش هم‌زمان‌سازی زمانی برای حالت $L=16$ بهتر از حالت $L=8$ می‌باشد. مشاهده دیگر آن است که عملکرد روش هم‌زمان‌سازی زمانی در کانال AWGN از سایر کانال‌ها (سناریوها) دقیق‌تر بوده، سپس کانال ورود و درنهایت کانال در-مسیر قرار دارد. دلیل این مشاهده آن است که هرچه میزان فرکانس داپلر بیش‌تر گردد، وضعیت کانال به سمت متغیر با زمان شدن می‌رود.



شکل ۱۰: RMSE تخمین آفست فرکانس کسری به‌صورت غیردقیق در روش Schmidl و روش پیشنهادی.



شکل ۱۱: احتمال خطای تخمین آفست فرکانس کسری به‌صورت غیردقیق و دقیق در روش Schmidl و روش پیشنهادی.

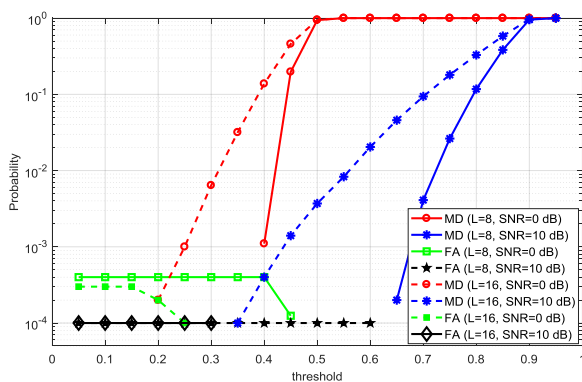
فرکانس حامل نرمالیزه در کانال ورود برای سه روش مختلف در هر دو حالت $L=8$ و $L=16$ برای SNR های مختلف ارائه شده است. همان‌طور که مورد انتظار بود، میانگین تخمین آفست فرکانسی حول همان مقدار CFO (نرمالیزه شده به فرکانس زیر حامل‌ها) به علاوه فرکانس داپلر است. چون مقدار آفست فرکانسی برابر ۷۵۰ هرتز می‌باشد، یعنی آفست فرکانس نرمالیزه برابر ۰/۳۸۴ است. از طرفی مقدار فرکانس داپلر نرمالیزه برابر ۰/۰۵۸ است. پس در نهایت انتظار می‌رود که مقدار میانگین تخمین‌ها حدود ۰/۴۴۲ گردد که در اینجا تقریباً ۰/۰۰۱ اختلاف دارد. نتایج مشابهی را می‌توان برای کانال‌های AWGN و در-مسیر به دست آورد که به دلیل اختصار از تکرار آن‌ها خودداری می‌گردد.

۵-۲-۳- نتایج شبیه‌سازی احتمال هشدار اشتباه و احتمال عدم آشکارسازی

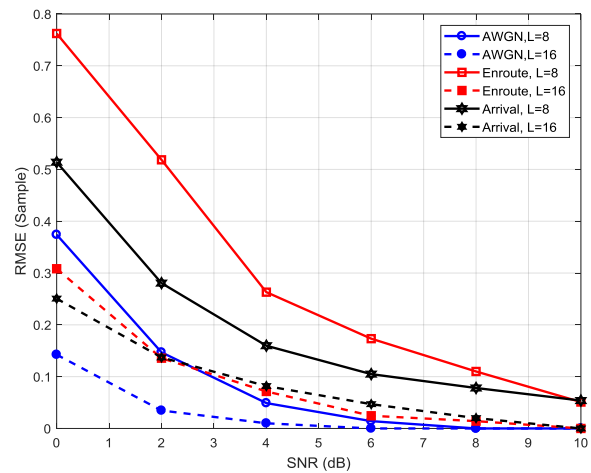
در ادامه نتایج شبیه‌سازی احتمال هشدار اشتباه و احتمال عدم آشکارسازی برای کانال در-مسیر و حالت $L=16$ برای ۱۰۰۰۰ بار انجام مستقل شبیه‌سازی ارائه شده است. منظور از هشدار اشتباه، تشخیص و اعلام حضور سیگنال است در حالی که سیگنال موجود نیست و نیز بالای آستانه قرار گرفته و به عنوان سیگنال تشخیص داده شده است. منظور از عدم آشکارسازی نیز از دست رفتن سیگنال و عدم تشخیص حضور آن به سبب قرارگیری پایین‌تر از حد آستانه است. توجه: آن چیزی که با آستانه مقایسه می‌شود و در شبیه‌سازی‌های این قسمت به کار می‌رود در رابطه زیر آمده است:

$$\frac{|R_{\min}(d)|}{E(d)} > \text{Threshold} \quad (36)$$

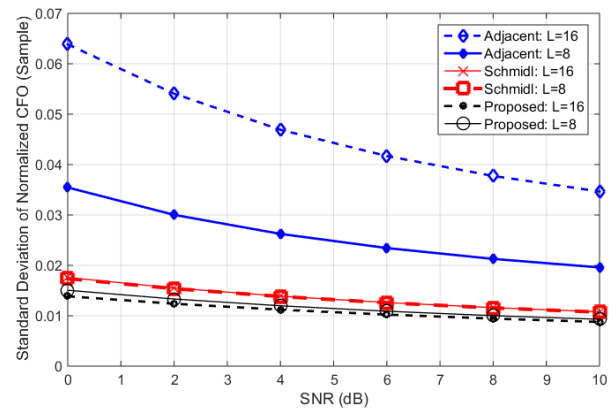
همان‌طور که مشاهده می‌شود، با افزایش مقدار آستانه، احتمال عدم آشکارسازی افزایش می‌یابد، چرا که نمونه‌های معتبر و صحیح کم‌تری قادر خواهند بود تا از این آستانه عبور نمایند. از طرفی احتمال هشدار اشتباه کم‌تر می‌گردد، چون نمونه‌های اشتباهی کم‌تری قادر خواهند بود تا از این آستانه عبور نمایند.



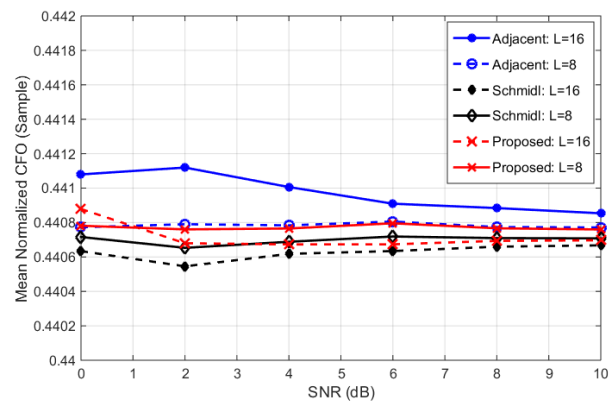
شکل ۱۳: احتمال وقوع هشدار غلط و نیز احتمال عدم آشکارسازی برای کانال در-مسیر با $\text{CFO}=750 \text{ Hz}$ و برای حالت $L=16$



شکل ۱۰: RMSE تخمین آفست زمانی بر حسب SNR برای کانال‌های AWGN و محوشدگی چندمسیره برای حالت $\text{CFO}=0 \text{ Hz}$



شکل ۱۱: انحراف معیار تخمین آفست فرکانس حامل نرمالیزه در کانال ورود برای سه روش در هر دو حالت $L=8$ و $L=16$



شکل ۱۲: میانگین تخمین آفست فرکانس حامل نرمالیزه در کانال ورود برای سه روش در هر دو حالت $L=8$ و $L=16$

۵-۲-۲- عملکرد هم‌زمان‌سازی فرکانسی

در شکل ۱۱ نتایج انحراف معیار مربوط به تخمین آفست فرکانس حامل نرمالیزه روش‌های مختلف بر حسب SNR در کانال ورود آمده است. در کانال ورود، روش پیشنهادی بر Schmidl & Cox و خود روش Schmidl & Cox بر روش مجاور از لحاظ کم‌بودن مقدار انحراف معیار برتری دارد. در شکل ۱۲ میزان میانگین مربوط به تخمین آفست

- fading channels,” in *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, vol. 6, pp. 3721–3725, Nov.–Dec. 2004.
- [8] Y. Mostofi and D. C. Cox, “Mathematical analysis of the impact of timing synchronization errors on the performance of an OFDM system,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 2, pp. 226–230, Feb. 2006.
- [9] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini, L. Hanzo, “Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 19, pp. 999–1008, 2001.
- [10] T.M. Schmidl, D.C. Cox, “Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, 1997.
- [11] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, “ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, no. 7, pp. 1800–1805, Jul. 1997.
- [12] J. Lee, H. Lou, and D. Toumpakaris, “Maximum likelihood estimation of time and frequency offset for OFDM systems,” *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 22, pp. 1428–1429, Oct. 28, 2004.
- [13] B. Park, H. Cheon, E. Ko, C. Kang, and D. Hong, “A blind OFDM synchronization algorithm based on cyclic correlation,” *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 83–85, Feb. 2004.
- [14] S. L. Talbot and B. Farhang-Boroujeny, “Spectral method of blind carrier tracking for OFDM,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 7, pp. 2706–2717, Jul. 2008.
- [15] D.C. Seung, M.C. Jung, and H.L. Jae, “An Initial Timing Offset Estimation Method for OFDM Systems in Rayleigh Fading Channel,” *IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC)*, 2006.
- [16] H Minn, VK Bhargava, KB Letaief, “A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 4, pp. 822–839, 2003.
- [17] Y. Li, Y. Wang and X. Guan, “Joint synchronization and Doppler scale estimation using zadoff-chu sequences for underwater acoustic communications,” *OCEANS 2017 – Anchorage*, Anchorage, AK, USA, pp. 1–5, 2017.
- [18] P. Singh and K. Vasudevan, “Preamble-based synchronization for OFDM/OQAM systems in AWGN channel,” *2017 4th Int. Conf. on Signal Proces. and Integrated Networks (SPIN)*, Noida, pp. 60–65, 2017.
- [19] R. V. Ssenyuya, G. K. Kurt and E. Anarim, “Compressed sensing technique for synchronization and channel estimation in OFDMA uplink transmissions,” *2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Kos, pp. 2611–2615, 2017.
- [۲۰] محمود محصل فقهی، «تخمین هم‌زمان آفست زمانی و آفست فرکانس حامل در سامانه‌های ارتباطی مبتنی بر پخش ویدئوی دیجیتال»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۸، شماره ۱، ۳۰۱–۲۹۱، بهار ۱۳۹۷.
- [21] E. Haas, “Aeronautical channel modeling,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 2, pp. 254–264, 2002.
- [22] A. Neul et al., “Propagation measurements for the aeronautical satellite channel,” in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 90–97, 1987.
- [23] S. M. Elnoubi, “A simplified stochastic model for the aeronautical mobile radio channel,” in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 960–963, 1992.
- [24] C. Xiao, Y. R. Zheng, and N. C. Beaulieu, “Novel sum-of-sinusoids simulation models for Rayleigh and Rician fading channels” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 12, pp. 3667–3679, 2006.

منحنی‌های مشابهی را می‌توان برای سایر کانال‌ها و سایر مقادیر L ارائه کرد که به دلیل اختصار از تکرار آن‌ها خودداری می‌گردد.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله مسئله هم‌زمان‌سازی توأم زمانی و فرکانسی در سامانه‌های مخابراتی که از مدولاسیون OFDM استفاده می‌کنند و مبتنی بر استاندارد IEEE 802.11 هستند، مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفت. از آن‌جاکه در استاندارد IEEE 802.11 (برخلاف استانداردهایی هم‌چون DVB) از دنباله آموزشی یا سرآغاز استفاده می‌شود، لذا بایستی از الگوریتم‌هایی برای حل مسئله فوق استفاده کرد که مبتنی بر استفاده از سرآغاز هستند. بدین‌منظور یک روش هم‌زمان‌سازی توأم زمانی و فرکانسی برپایه استفاده از دنباله آموزشی در این مقاله پیشنهاد شد. روش‌های مختلف ارائه‌شده در مراجع با این ویژگی در این مقاله مورد بررسی و مقایسه قرار گرفت و نشان داده شد که روش پیشنهادی دارای بهترین عملکرد در کانال AWGN است. سپس عملکرد روش پیشنهادی در کانال واقعی‌تر محوشدگی چندمسیره با شبیه‌سازی کامپیوتری براساس نرم‌افزار MATLAB مورد ارزیابی قرار گرفت. در ارزیابی‌های انجام‌گرفته علاوه بر میانگین، جذر متوسط مربع خطای تخمین آفست زمانی و فرکانسی، احتمال عدم آشکارسازی و نیز احتمال هشدار غلط، به‌منظور بررسی دقیق روش پیشنهادی از لحاظ کاربردی بودن، مورد بررسی قرار گرفت که همگی مؤید عملکرد مطلوب روش پیشنهادی در کاربردهای عملی است.

مراجع

- [1] A. Sani, M. Mohassel Feghhi and A. Abbasfar, “Discrete bit loading and power allocation for OFDMA downlink with minimum rate guarantee for users”, *Elsevier AEUE International Journal of Electronics and Communications*, vol. 68, no. 7, pp. 602–610, 2014.
- [2] S. Weinstein and P. Ebert, “Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform,” *IEEE Trans. Commun. Tech.*, vol. 19, no. 5, pp. 628–634, 1971.
- [3] Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television, EN 300 744 v 1.5.1, 2004.
- [4] IEEE Standard for Information technology_Telecomm. and information exchange between systems Local and metropolitan area networks Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications,” in *IEEE Std 802.11a*, 1999.
- [5] M. Benzarti, M. Messaoudi and S. Hasnaoui, “WiMAX timing and frequency synchronization based on training sequence,” *2015 2nd World Symposium on Web Applications and Networking (WSWAN)*, Sousse, pp. 1–7, 2015.
- [6] 3rd Generation Partnership Project_Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 10), *3GPP TS 36.211 V10.7.0*, 2013.
- [7] J. Lee, H.-L. Lou, D. Toumpakaris, and J. M. Cioffi, “Effect of carrier frequency offset on OFDM systems for multipath

زیرنویس‌ها

-
- ^۱ Multi-Carrier
 - ^۲ Inter Symbol Interference
 - ^۳ Digital Video Broadcasting-Terrestrial
 - ^۴ Carrier Frequency Offset
 - ^۵ Inter Carrier Interference
 - ^۶ Data Aided
 - ^۷ Non Data Aided
 - ^۸ Cyclic prefix
 - ^۹ Burst
 - ^{۱۰} Preamble
 - ^{۱۱} Frame
 - ^{۱۲} Short Training Sequence
 - ^{۱۳} Long Training Sequence
 - ^{۱۴} Pseudo-noise
 - ^{۱۵} Coherent Detection
 - ^{۱۶} Zero padding
 - ^{۱۷} Coarse Fractional Frequency Estimation
 - ^{۱۸} Fine Fractional Frequency Estimation
 - ^{۱۹} Differential
 - ^{۲۰} False Alarm