

خفض تداخل الحوامل الفرعية باستخدام الترويسة القصيرة في المعيار IEEE 802.11a

د. م. محمد عبد الرزاق بكار⁽¹⁾

الملخص

إن تقنية التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (OFDM) هي عبارة عن تعديل متعدد الحوامل، وهي تقنية تعديل من أجل تحقيق معدلات الإرسال العالية للمعطيات، وزيادة في كفاءة عرض الحزمة الترددية، فضلاً عن أنه مقاوم لبيئة الانتشار متعددة المسارات. وعليه، إن التقسيم الترددي المتعامد (OFDM) له بعض السلبيات مثل القيمة الكبيرة لنسبة الاستطاعة العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة (PAPR) والتداخل الذاتي. ركز هذا العمل على مشكلة التداخل الذاتي. تعدّ ظاهرة تداخل الرموز (ISI) وتداخل الحوامل (ICI) نموذجين من التداخل الذاتي في أنظمة (OFDM). إحدى الطرائق لمنع (ISI) هي استخدام البادئة الدورية حيث التداخل يكون بين نسخ الإشارة المرسل مع الإشارة الأصلية المرسل، يعتمد طول البادئة الدورية المطلوبة لمنع تداخل الرموز على شروط القناة، وعادة يتم اختياره طبقاً للقناة وعند أسوأ حالة. والتداخل الذاتي الآخر الشائع في أنظمة (OFDM)، هو التداخل بين الحوامل (ICI) حيث الاستطاعة المتسرية بين الحوامل الفرعية المختلفة تؤدي إلى تخفيض الأداء لكل من كشف الرمز وتقدير القناة. إن نظام (OFDM) حساس جداً لانزياح التردد الذي يؤدي إلى التداخل بين الحوامل الفرعية (ICI) مما يقلل من مطال الحامل الفرعي المرغوب فيه، وينتج عن ذلك فقدان التعامدية بين الحوامل الفرعية. في هذه الورقة، نُرسِت تقنية الترويسة القصيرة المستخدمة في المعيار IEEE 802.11a من أجل تقدير الانزياح الترددي الموجود في الإشارة المستقبلية ومن ثم حُدِّثت. تم تقديم نتائج تقنية الترويسة القصيرة بالمحاكاة على الحاسوب وتوثيقها باستخدام برنامج ماتلاب.

الكلمات المفتاحية: التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد، تداخل الحوامل الفرعية، تداخل الرموز، الترويسة القصيرة

⁽¹⁾ مدرس في قسم هندسة الاتصالات كلية الهندسة المعلوماتية - جامعة الاتحاد الخاصة.

Inter-carrier Interference (ICI) reduction using short preamble in IEEE 802.11a standard

Dr. Mohammad Bakkar⁽¹⁾

Abstract

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is a Multi-carrier Modulation (MCM) scheme. OFDM is a modulation technique to achieve transmission of high data rates, increase the bandwidth efficiency and robustness of the communication system in multipath environments. However, the OFDM transmission has some disadvantages; such as large peak to average power ratio (PAPR) self-interference. This work intends to highlight the self-interference. In the OFDM systems, and Inter-symbol Interference (ISI) and Inter-carrier Interference (ICI) are two types of self-interference. The cyclic prefix is one method to prevent the ISI, where is the interference of the echoes of a transmitted signal with the original transmitted signal. The required length of cyclic prefix to remove ISI depends on the channel conditions, and usually it is chosen according to the worst case channel scenario. The other common self-interference in the OFDM systems is the ICI, where the power leakage among different sub-carriers degrades the performance of both symbol detection and channel estimation. The OFDM is very sensitive to frequency offset and this causes ICI and a reduction in the amplitude of the desired subcarrier that results in loss of orthogonality for subcarriers. In this paper, the short preamble technique in IEEE 802.11a standard is studied to estimate the frequency offset in the received signal and its

cancelation. The results of the short preamble technique is presented and validated by computer simulations with MATLAB.

Keywords: OFDM - ICI – ISI - short preamble - IEEE 802.11a

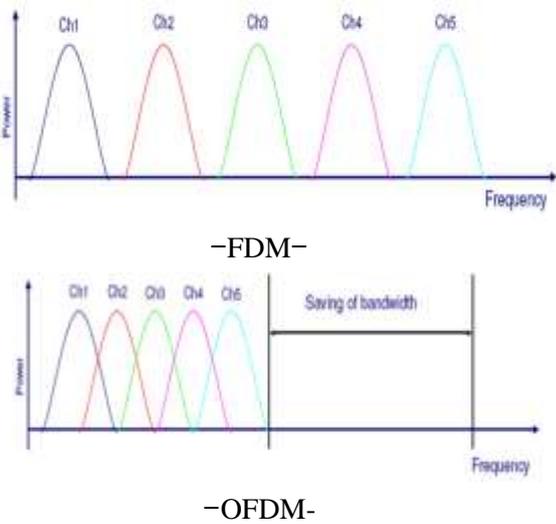
⁽¹⁾ Lecturer in the Department of Communication Engineering - Faculty of Informatics Engineering - Ittihad Private University (IPU).

1-مقدمة:

يجعل من المستحيل كشف الإشارة في جهة الاستقبال، دُرِسَتْ خوارزمية الترويسة القصيرة لمعالجة تداخل الحوامل الفرعية (ICI) مع أنظمة التعديل الرقمية QAM، تكمن أهمية الورقة في أنها تُعالج مشكلة تداخل الحوامل الفرعية والتقليل منها في نظام OFDM؛ وذلك من أجل زيادة أداء النظام وتحسين جودة الاتصال QoS.

2- دراسة نظام التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).

الأنظمة متعددة الحوامل، إذ يعالج مشكلات تداخل الرموز (ISI) [1] الناتجة عن الانتشار متعدد المسارات نتيجة الإرسال بمعدل معطيات عالٍ، فضلاً عن تحقيق وفر كبير في عرض الحزمة، يبيّن الشكل (1) الطيف الترددي للأنظمة متعددة الحوامل Multi-carrier [2]:



الشكل (1) الطيف الترددي لكل من FDM و OFDM

يُعدّ نظام OFDM واحداً من أنواع التعديل الأكثر ملاءمة لتطبيقات الاتصالات ذات السرعة العالية؛ لأنّه يحقق مقاومة عالية لتداخل الرموز ISI، وكذلك أيضاً

إن معدلات الإرسال العالية هي أحد التحديات الرئيسية في الاتصالات الحديثة، وهي مهمة جداً في كل من التطبيقات العسكرية والتجارية. إن (OFDM) مستعمل كجزء من المعيار IEEE 802.11a في الشبكات اللاسلكية المحلية (WLAN) لتحقيق الإرسال العالي للبيانات بسبب وثوقيته وتحسينه في كفاءة عرض الحزمة إذا ما قُورن بأنظمة التقسيم الترددي (FDM)، لذلك فإنّ (OFDM) يُعدّ تقنية حديثة مستخدمة في أنظمة الشبكات اللاسلكية المحلية، وفي أنظمة الجيل الرابع (4G)، وهو أيضاً مرشح للاستخدام في أنظمة الجيل الخامس (5G) مع تقنية Massive MIMO.

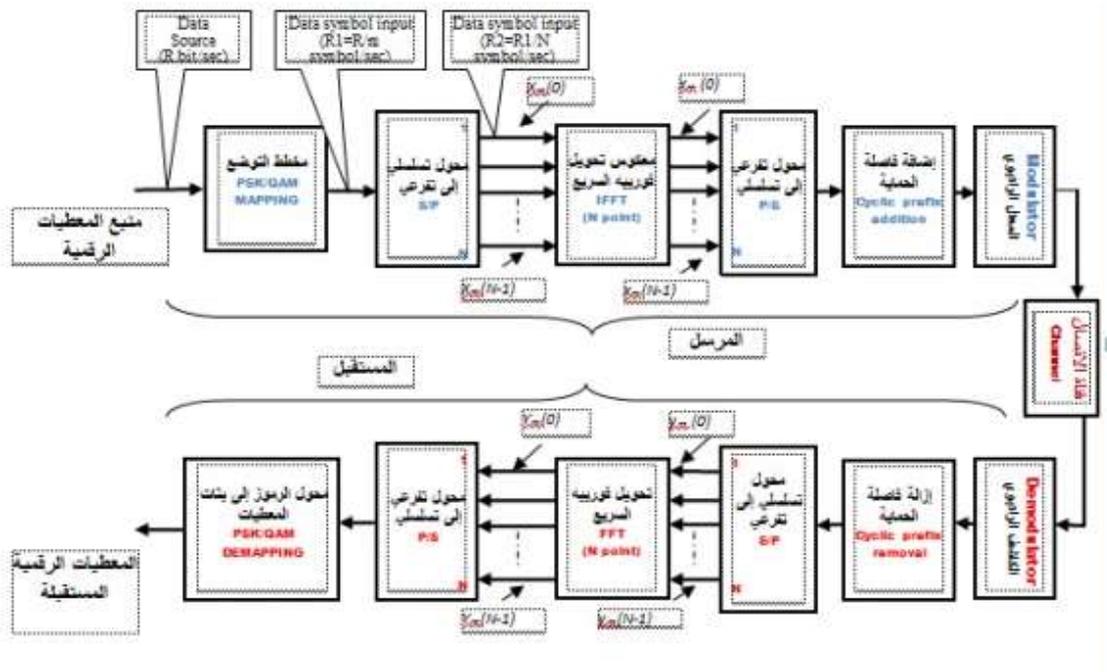
السيئة الأساسية لنظام (OFDM) هي تداخل الحوامل الفرعية (ICI)، إن أحد الأسباب الرئيسية لـ (ICI) هو فقدان التزامن المسبب من إزاحة التردد، وهذه الإزاحة الترددية تنشأ إمّا من الاختلاف في التردد بين المهتز المحلي للمرسل والمهتز المحلي للمستقبل، أو من أثر دوبلر الناتج عن الحركة النسبية بين المرسل والمستقبل. هذه الأسباب تفقد التعامدية بين الحوامل، ومن ثمّ لن نستطيع فصلهم فصلاً كاملاً عند المستقبل. وكنتيجة فإنّ (ICI) سوف يُخفّض نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR)، ويزيد من احتمالية معدّل الخطأ. تعرض هذه الورقة دراسة تأثيرات الإزاحة الترددية على نظام (OFDM) وكيفية تقدير هذه الإزاحة من أجل تعويض تأثيرها.

دُرِسَتْ تأثيرات (ICI) من خلال المحاكاة على الحاسوب، إذ دُرِس وجود خطأ في تزامن التردد بقيمة منسوبة ضمن المجال (0.3 ÷ 0.05)، (خطأ الانزياح في التردد بالهرتز مقسوماً على المسافة الترددية بين الحوامل بالهرتز) فوجدنا أنّ (ICI) له أثر سلبي و ملحوظ، إذ

3- دراسة أسباب تداخل الحوامل الفرعية ICI:

إن تداخل الحوامل الفرعية مع بعضها بعضاً ICI ناتج عن الإزاحة الترددية للحوامل، وهذه الإزاحة تأتي من عدة مصادر منها:

عرض الحزمة الترددية المطلوبة للنظام بسبب وجود تعامد بين إشارات التعديل في الحوامل الفرعية. يبيّن الشكل (2) المخطط الصندوقي العام لنظام OFDM [3]:



الشكل (2) المخطط الصندوقي العام لنظام OFDM

2- الإزاحة الترددية بين المهتز المحلي في جهة الإرسال والمهتز المحلي في جهة الاستقبال، فإذا كانت الإشارة المرسله $s(t)$ وحدث عليها إزاحة ترددية قدرها f_d ، تعطى الإشارة المستقبلة $y(t)$ عندها بالعلاقة: $y(t) = s(t) * e^{j2\pi f_d t}$ ، يبيّن الشكل (3) التداخل بين الحوامل الفرعية بسبب وجود إزاحة ترددية:

1- إزاحة دوبلر Doppler shift: وتحدث هذه الإزاحة في التردد عند وجود حركة نسبية بين المرسل والمستقبل وتعطى وفق العلاقة التالية: $f_d = \frac{v}{c} f_c$ إذ: v هي السرعة النسبية بين المرسل والمستقبل، و c هي سرعة الضوء، و f_c ، هو تردد الحامل للإشارة المرسله. بفرض لدينا $f_c = 5 \text{ GHz}$ و كانت السرعة النسبية $v = 100 \text{ km/h}$ عندئذ يكون انزياح دوبلر هو: $f_d = 462.96 \text{ Hz}$.

بفرض أن الرموز السابقة تعرضت إلى انزياح في التردد قدره ε خلال قناة الاتصال مع إهمال الضجيج الأبيض فإن الرموز المستقبلية تعطى بالعلاقة الرياضية الآتية:

$$y(n) = x(n) \times e^{j\frac{2\pi\varepsilon n}{N}} \quad (2)$$

بتعويض قيمة $x(n)$ من العلاقة (1) في العلاقة (2)

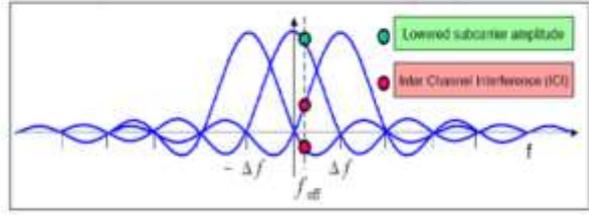
نجد:

$$\begin{aligned} y(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \times e^{j\frac{2\pi\varepsilon n}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi m}{N}(k+\varepsilon)} \quad (3) \end{aligned}$$

إذ ε هو الانزياح الترددي منسوباً إلى المسافة الترددية بين الحوامل الفرعية ويعطى بالعلاقة الآتية: $\varepsilon = f_d/\Delta_f$ إذ f_d هو إما انزياح دوبلر أو الفرق الترددي بين تردد المهتز المحلي للمرسل و تردد المهتز المحلي للمستقبل و Δ_f هي المسافة الترددية بين الحوامل الفرعية، بإجراء تحويل فورييه DFT للرموز المستقبلية، فتصبح العلاقة الرياضية المعبرة عن الرموز في خرج المعدل DFT بالصيغة الآتية:

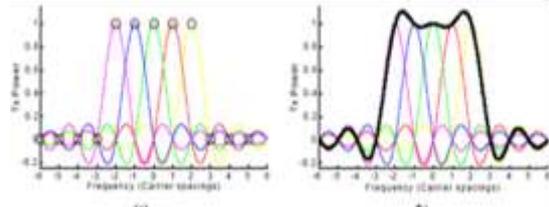
$$\begin{aligned} Y(k) &= DFT(y(n)) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) e^{j\frac{2\pi m}{N}(l+\varepsilon)} \right\} e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) e^{j\frac{2\pi m}{N}(l-k+\varepsilon)} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi m}{N}(l-k+\varepsilon)} \right\} \quad (4) \end{aligned}$$

باستخدام قانون نشر السلاسل الهندسية الآتي:



الشكل (3) التداخل بين الحوامل الفرعية

يبين الشكل (4) الطيف الترددي لإشارة OFDM:

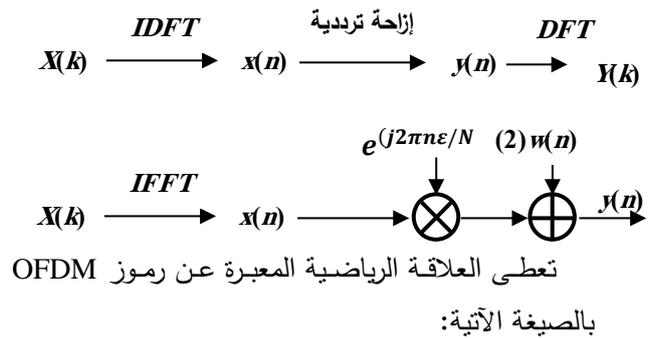


الشكل (a-4) طيف إشارة OFDM مؤلفة من خمسة حوامل فرعية

الشكل (b-4) غلاف طيف إشارة الشكل (a-4)

4- الصيغة الرياضية للإشارة المستقبلية عند وجود إزاحة ترددية:

يبين المخطط التالي كيفية إضافة الإزاحة الترددية (frequency offset) للنظام [4].



تعطى العلاقة الرياضية المعبرة عن رموز OFDM بالصيغة الآتية:

$$\begin{aligned} x(n) &= IDFT\{X(k)\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (1) \end{aligned}$$

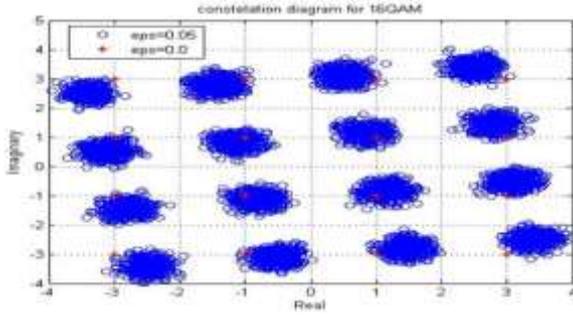
$$S_1(l-k) = \frac{\sin(\pi(l-k+\varepsilon))}{\pi(l-k+\varepsilon)} e^{j\pi(l-k+\varepsilon)}$$

فتصبح العلاقة (5) كما يأتي:

$$Y(k) = \sum_{l=0}^{N-1} X(l)S_1(l-k) \quad (7)$$

$$= X(k)S_1(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X(l)S_1(l-k)$$

من العلاقة الأخيرة (7) نجد أن الرموز المستقبلية عند تعرضها لإزاحة ترددية قدرها $\varepsilon = f_d/\Delta_f$ سوف تتعرض لتخميد قدره $\sin(\pi\varepsilon)/\pi\varepsilon$ ، وإزاحة في الطور قدرها $(\pi\varepsilon)$ ، وهذا يبينه الحد الأول من المعادلة (7). أمّا الحد الثاني من المعادلة فإنه ينتج من تداخل الحوامل الفرعية الأخرى بسبب فقدان التعامدية بين الحوامل مما يؤدي إلى أخطاء في كشف الرموز عند المستقبل، وزيادة في معدل خطأ البت BER، ومن ثمّ تدهور أداء نظام الاتصال، لنفرض أنّه لدينا انزياح نسبي في التردد قدره $\varepsilon = 0.05$ ، واستناداً إلى العلاقة (5) فإنّ المخطط النقطي للرموز المستقبلية للنظام 16QAM مبيّن بالشكل (5):



الشكل (5) : 16QAM بوجود إزاحة ترددية $\varepsilon = 0.05$

من المخطط السابق نجد أنّ الرموز المستقبلية قد تعرضت لإزاحة في الطور أدى ذلك إلى حدوث دوران للرموز وكذلك إلى تخميد مطال الرموز، وهذا موضّح في العلاقة (6).

$$S_n \equiv \sum_{k=0}^n r^k = \frac{1-r^{n+1}}{1-r}$$

تصبح العلاقة (4) المعبرة عن رموز OFDM المستقبلية تعطى بالعلاقة الآتية:

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi n}{N}(l-k+\varepsilon)} \right\}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{1-e^{j2\pi(l-k+\varepsilon)}}{1-e^{j\frac{2\pi(l-k+\varepsilon)}{N}}}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{e^{j\pi(l-k+\varepsilon)}(e^{-j\pi(l-k+\varepsilon)} - e^{j\pi(l-k+\varepsilon)})}{e^{j\frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N}}(e^{-j\frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N}} - e^{j\frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N}})}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{e^{j\pi(l-k+\varepsilon)}(-2j \sin(\pi(l-k+\varepsilon)))}{e^{j\frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N}}(-2j \sin(\frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N}))}$$

$$= \sum_{l=0}^{N-1} X(l) e^{j\pi(l-k+\varepsilon)\frac{N-1}{N}} \frac{\sin(\pi(l-k+\varepsilon))}{N \sin(\frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N})}$$

$$= \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{\sin(\pi(l-k+\varepsilon))}{N \sin(\frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N})} e^{j\pi(l-k+\varepsilon)(1-\frac{1}{N})}$$

$$Y(k) = \sum_{l=0}^{N-1} X(l)S(l-k) \quad (5)$$

$$= X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X(l)S(l-k)$$

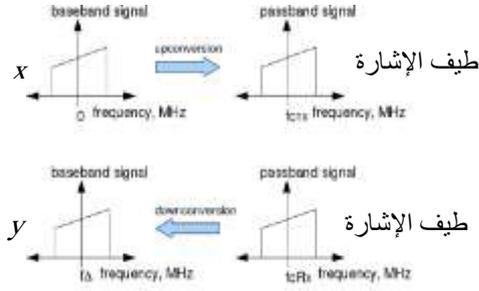
إذ $S(l-k)$ تعطى بالعلاقة الآتية:

$$S(l-k) = \frac{\sin(\pi(l-k+\varepsilon))}{N \sin(\frac{\pi(l-k+\varepsilon)}{N})} e^{j\pi(l-k+\varepsilon)(1-\frac{1}{N})} \quad (6)$$

إذا كان N عدداً كبيراً فإنّ $(1 - \frac{1}{N}) \approx 1$ ، وإذا كانت الزاوية x صغيرة فإنّ $(\sin(x) \approx x)$ فتصبح العلاقة (6) كما يأتي:

يبين الشكل (7) كيفية تمثيل الانزياح الترددي في نظام

:OFDM



الشكل (7) طيف كل من الإشارة المرسلَة والإشارة

المستقبلة مع وجود انزياح ترددي قدره f_{Δ}

(الحزمة الأساسية، RF).

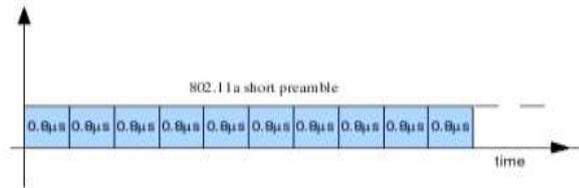
1-5 المبدأ الرياضي والدراسة التحليلية لخوارزمية

الترويسة القصيرة (short preamble):

استناداً إلى الشكل (7) يتم تحميل إشارة الحزمة الأساسية في طرف الإرسال على حامل راديوي $f_c T_x$ ويفرض كان تردد المهتز المحلي في طرف الاستقبال هو $f_c R_x$ بحيث كان الفرق بين تردد الإرسال وتردد الاستقبال هو: $f_{\Delta} = f_c T_x - f_c R_x$ ، عندئذٍ تعطى علاقة الإشارة المستقبلة في الحزمة الأساسية بالصيغة الآتية:

$$y(t) = x(t) e^{j2\pi f_{\Delta} t} \quad (8)$$

إذ $y(t)$ هي الإشارة المستقبلة في الحزمة الأساسية، $x(t)$ هي الإشارة المرسلَة في الحزمة الأساسية، f_{Δ} هو الفرق بين تردد الإرسال وتردد الاستقبال، يبين الشكل (8) الرموز القصيرة في الجزء الأول من الترويسة:



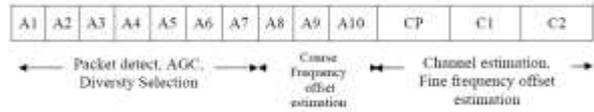
الشكل (8) الترويسة القصيرة المستخدمة في المعيار

IEEE 802.11a

5- خوارزمية الترويسة القصيرة في معالجة

:ICI

تقنية الترويسة في بداية الإطار المستخدمة في المعيار IEEE 802.11a (Frequency offset estimation) ، استناداً إلى [5]، يبين الشكل (6) بنية الترويسة في بداية الإطار المستخدمة في المعيار IEEE 802.11a:



الشكل (6) : بنية الترويسة للمعيار IEEE 802.11a

توضع هذه الترويسة المعيارية في مقدمة كل إطار من المعلومات من أجل المساعدة في كشف الرزم، ضبط AGC، اختيار التنويع، تقدير الانزياح الترددي، تقدير القناة.

تنقسم الترويسة المبيّنة في الشكل (6) إلى جزئين:

الجزء الأول: يحوي على ترويسة قصيرة (short preamble) وهي مؤلفة من عشرة مقاطع (A1-A10)، إذ كل مقطع يحتوي على 16 رمزاً بطول زمني $0.8\mu\text{sec}$ ، ومن ثمّ الزمن الكلي للترويسة القصيرة هو $8\mu\text{sec}$.

الجزء الثاني: يحوي على ترويسة طويلة (Long preamble) وهي مؤلفة من ثلاثة مقاطع (C1, C2, CP)، إذ

كل مقطع من C1, C2 يحتوي على 64 رمزاً بطول زمني $3.2\mu\text{sec}$ والمقطع CP هو بادئة دورية طويلة تحتوي على 32 رمز بطول زمني $1.6\mu\text{sec}$ ، ومن ثمّ الزمن الكلي للترويسة الطويلة هو $8\mu\text{sec}$ ، فيصبح طول كلتا الترويسيتين (القصيرة والطويلة) هو $16\mu\text{sec}$. درّسنا تقدير الانزياح الترددي من خلال short preamble واستناداً إلى [6]

$$S_{-26,26} = \sqrt{\frac{13}{6}} \{0,0,1+j,0,0,0,-1-j,0,0,0,1+j, \\ 0,0,0,-1-j,0,0,0,1+j,0,0,0,0, \\ 0,0,0,-1-j, \\ 0,0,0,-1-j, \\ 0,0,0,1+j,0,0,0,1+j,0,0,0,1 \\ +j,0,0,0,1+j,0,0\}$$

إن الرموز السابقة عددها 53 رمزاً يتم إضافة ستة أصفار في المقدمة وخمسة أصفار في المؤخرة. استناداً إلى [6] بحيث يصبح عدد الرموز 64 رمزاً مرتبة (من -32 حتى 31) كما هو مبين بالصيغة الآتية:

```
inputFFTShortPreamble
= sqrt(13/6)*[zeros(1,6) 0 0 1+j 0 0 0 -1-j 0 0
% [-32:-17]
1+j 0 0 0 -1-j 0 0 0 -1-j 0 0 0 1+j 0 0 0
% [-16:-1]
0 0 0 0 -1-j 0 0 0 -1-j 0 0 0 1+j 0 0 0
% [0:15]
1+j 0 0 0 1+j 0 0 0 1+j 0 0 zeros(1,5)];
% [16:31]
بعد ذلك تُجهز هذه الترويسة لتصبح الرموز مرتبة
(من 0 حتى 63) على مدخل IFFT كما يأتي:
inputIFFT = sqrt(13/6)*[ 0 0 0 0 -1-j 0 0 0 -
1-j 0 0 0 1+j 0 0 0 % [0:15]
1+j 0 0 0 1+j 0 0 0 1+j 0 0 zeros(1,5)
% [16:31]
zeros(1,6) 0 0 1+j 0 0 0 -1-j 0 0 0
% [32:47]
1+j 0 0 0 -1-j 0 0 0 -1-j 0 0 0 1+j 0 0 0];
% [48:63]
```

بعد ذلك تؤخذ تحويل فورييه العكسي IFFT للشعاع السابق inputIFFT فنحصل على الشعاع في المجال الزمني كما يأتي:

```
%taking ifft
outputIFFT = ifft(inputIFFT,64); % gener-
ate 64 sample sequence in time domain.
```

بعدها يُشكّل الشعاع في المجال الزمني من خلال تكرار شعاع العينات في الزمن وفق الشكل الآتي:

وبفرض أنه أُعيد إرسال الإشارة نفسها $x(t)$ المبينة بالعلاقة (8) بعد فاصل زمني قدره $\delta_t = 0.8 \mu\text{sec}$ ، فإن الإشارة المستقبلية في هذه الحالة تعطى بالعلاقة الآتية:

$$y(t - \delta_t) = x(t) e^{j2\pi f_{\Delta}(t - \delta_t)} \quad (9)$$

يُقدّر الانزياح الترددي من خلال إجراء عملية ضرب لمرافق الإشارة $y(t)$ بالعلاقة (8) مع الإشارة $y(t - \delta_t)$ العلاقة (9) كما يأتي:

$$y(t - \delta_t) \times y^*(t) = x(t) e^{j2\pi f_{\Delta}(t - \delta_t)} \times x^*(t) e^{-j2\pi f_{\Delta}t} \\ y(t - \delta_t) \times y^*(t) = |x(t)|^2 e^{-j2\pi f_{\Delta}\delta_t} \quad (10)$$

بأخذ زاوية الطور للإشارة $y(t - \delta_t) \times y^*(t)$ من العلاقة (10) نجد ما يأتي:

$$\text{angle}(y(t - \delta_t) \times y^*(t)) = \text{angle}(|x(t)|^2 e^{-j2\pi f_{\Delta}\delta_t}) = -2\pi f_{\Delta}\delta_t$$

$$f_{\Delta} = -\frac{\text{angle}(y(t - \delta_t) \times y^*(t))}{2\pi\delta_t} \quad (11)$$

لذلك من أجل حساب الانزياح الترددي من المعادلة (11) نحتاج إلى إشارتين متماثلتين، ولكن واحدة متأخرة زمنياً عن الأخرى بمقدار معين δ_t ، وللحصول على هذه الإشارات تُوضع رموز معطيات ضمن الترويسة القصيرة (Short preamble) بحيث إذا أُجري على هذه الرموز تحويل فورييه العكسي IFFT فسوف نحصل على إشارة في المستوي الزمني تكرر نفسها كل فاصل زمني قدره δ_t لذلك واستناداً إلى [3]، [7] اختيرت رموز المعطيات الموجودة في الترويسة القصيرة (short preamble) بالشكل الآتي:

الجدول (3) العينات الزمنية ضمن المجال (64-95)

Symbol#5 64-79		Symbol#6 80-95	
Real	Img	Real	Img
0.046	0.046	0.046	0.046
-0.132	0.002	-0.132	0.002
-0.013	-0.079	-0.013	-0.079
0.143	-0.013	0.143	-0.013
0.092	0.000	0.092	0.000
0.143	-0.013	0.143	-0.013
-0.013	-0.079	-0.013	-0.079
-0.132	0.002	-0.132	0.002
0.046	0.046	0.046	0.046
0.002	-0.132	0.002	-0.132
-0.079	-0.013	-0.079	-0.013
-0.013	0.143	-0.013	0.143
0.000	0.092	0.000	0.092
-0.013	0.143	-0.013	0.143
-0.079	-0.013	-0.079	-0.013
0.002	-0.132	0.002	-0.132

الجدول (4) العينات الزمنية ضمن المجال (96-127)

Symbol#7 96-111		Symbol#8 112-127	
Real	Img	Real	Img
0.046	0.046	0.046	0.046
-0.132	0.002	-0.132	0.002
-0.013	-0.079	-0.013	-0.079
0.143	-0.013	0.143	-0.013
0.092	0.000	0.092	0.000
0.143	-0.013	0.143	-0.013
-0.013	-0.079	-0.013	-0.079
-0.132	0.002	-0.132	0.002
0.046	0.046	0.046	0.046
0.002	-0.132	0.002	-0.132
-0.079	-0.013	-0.079	-0.013
-0.013	0.143	-0.013	0.143
0.000	0.092	0.000	0.092
-0.013	0.143	-0.013	0.143
-0.079	-0.013	-0.079	-0.013
0.002	-0.132	0.002	-0.132

نلاحظ من الجداول أعلاه أنَّ العينات الزمنية تتكرر نفسها كل مقطع زمني بطول 16 عينة، ومن ثمَّ من أجل تقدير انزياح التردد يتم من خلال إجراء عملية ضرب بين مرافق العينات الموجودة في كل مقطع زمني بطول 16 عينة مع العينات الموجودة في المقطع الزمني اللاحق الذي له الطول نفسه (اعتماداً على العلاقاتين (10) و(11)).

في نظام OFDM الذي يعتمد على المعيار IEEE

802.11a له البارامترات الآتية:

1- عرض الحزمة الكلية للنظام 20MHz.

% 128 sample sequence in time domain

outputShortPreamble = [outputiFFT outputiFFT];

وفيما يأتي نعرض الجداول (1،2،3،4) لقيم العينات

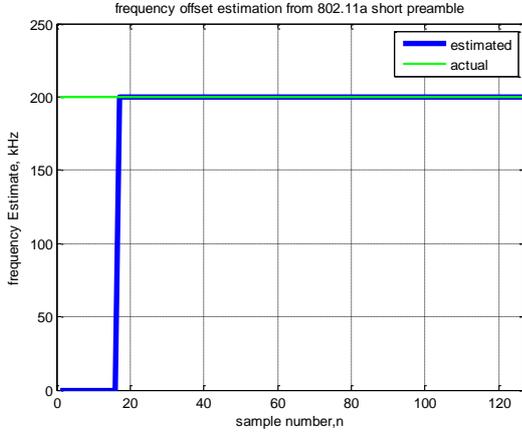
في المجال الزمني للشعاع outputShortPreamble:

الجدول (1) العينات الزمنية ضمن المجال (0-31)

Symbol#1 0-15		Symbol#2 16-31	
Real	Img	Real	Img
0.046	0.046	0.046	0.046
-0.132	0.002	-0.132	0.002
-0.013	-0.079	-0.013	-0.079
0.143	-0.013	0.143	-0.013
0.092	0.000	0.092	0.000
0.143	-0.013	0.143	-0.013
-0.013	-0.079	-0.013	-0.079
-0.132	0.002	-0.132	0.002
0.046	0.046	0.046	0.046
0.002	-0.132	0.002	-0.132
-0.079	-0.013	-0.079	-0.013
-0.013	0.143	-0.013	0.143
0.000	0.092	0.000	0.092
-0.013	0.143	-0.013	0.143
-0.079	-0.013	-0.079	-0.013
0.002	-0.132	0.002	-0.132

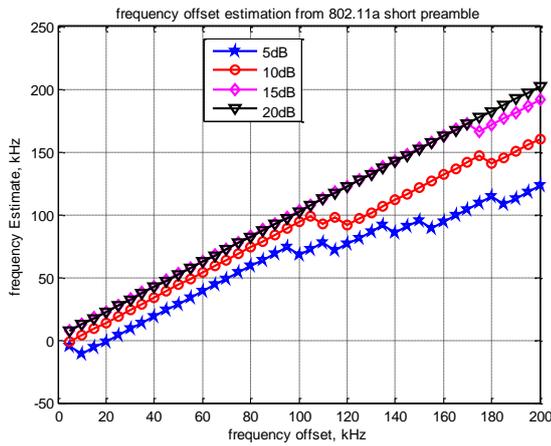
الجدول (2) : العينات الزمنية ضمن المجال (32-63)

Symbol#3 32-47		Symbol#4 48-63	
Real	Img	Real	Img
0.046	0.046	0.046	0.046
-0.132	0.002	-0.132	0.002
-0.013	-0.079	-0.013	-0.079
0.143	-0.013	0.143	-0.013
0.092	0.000	0.092	0.000
0.143	-0.013	0.143	-0.013
-0.013	-0.079	-0.013	-0.079
-0.132	0.002	-0.132	0.002
0.046	0.046	0.046	0.046
0.002	-0.132	0.002	-0.132
-0.079	-0.013	-0.079	-0.013
-0.013	0.143	-0.013	0.143
0.000	0.092	0.000	0.092
-0.013	0.143	-0.013	0.143
-0.079	-0.013	-0.079	-0.013
0.002	-0.132	0.002	-0.132



الشكل (9) : تقدير الانزياح الترددي في المعيار IEEE 802.11a دون ضجيج أبيض

مثال 2: دَرَسْنَا عملية تقدير الانزياح الترددي ضمن قناة رايلي من أجل عدة قيم للنسبة E_b/N_0 ، فوجدنا أن نتيجة عملية التقدير للانزياح الترددي تكون دقيقة كلما كانت النسبة E_b/N_0 كبيرة، في حين تنخفض قيمة التقدير وتكون غير دقيقة عندما تنخفض النسبة E_b/N_0 كما هو مبين بالشكل (10):



الشكل (10) : تقدير الانزياح الترددي في المعيار IEEE 802.11a ضمن المجال الترددي 0-200KHZ من أجل عدة قيم للنسبة E_b/N_0

2- عدد نقاط تحويل فورييه 64.

3- عدد الحوامل الفرعية 52.

4- المسافة الترددية بين كل حاملين متجاورين 312.5KHz.

مثال 1:

بفرض أنّ الانزياح الترددي كان 200 KHz، ونريد

تطبيق هذه الخوارزمية لإيجاد الانزياح الترددي:

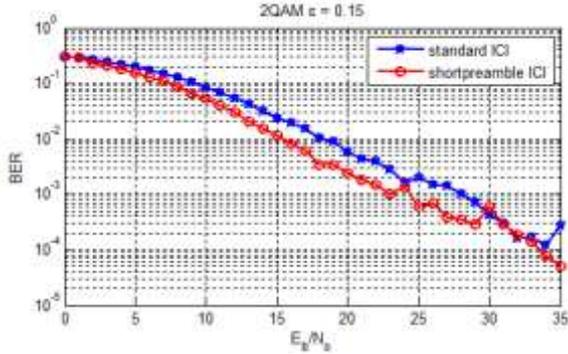
الحل 1:

1- يتم توليد الإشارة $y(t)$ اعتماداً على العلاقة (8) إذ الإشارة $x(t)$ في هذه العلاقة تمثل العينات الزمنية المبينة في الجداول (1)،(2)،(3)،(4) وعددها (128 عينة).

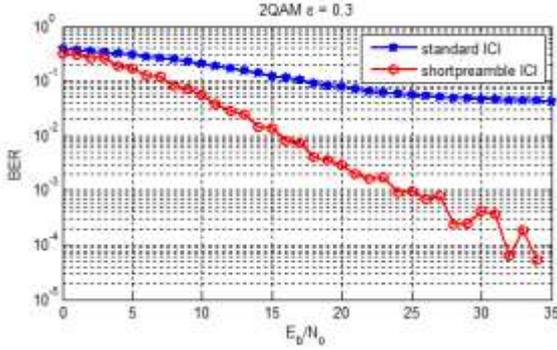
2- يتم توليد الإشارة $y(t-\delta t)$ اعتماداً على العلاقة (9).

3- اعتماداً على العلاقات (10) و (11) يُقَدَّرُ الانزياح الترددي.

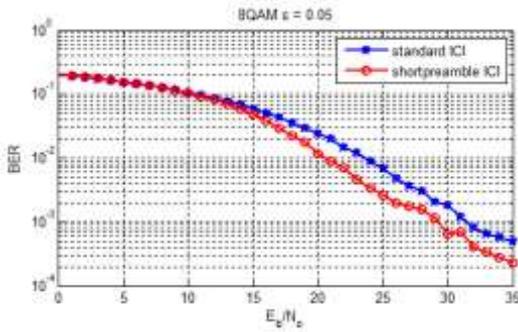
الشكل (9) يبيّن نتائج تقدير الانزياح الترددي، الخط العريض هو نتيجة التقدير، نلاحظ أنّ قيمة التقدير ضمن مجال العينات (0-16) هو صفر لأنّ قيمة الإشارة $y(t-\delta t)$ هي صفر ضمن هذا المجال، أمّا قيمة التقدير ضمن المجال (17-127) فهو 200 KHz أمّا الخط الرفيع فهو الانزياح المفروض (200 KHz):



الشكل (13) : معدل الخطأ للنظام 2QAM عند انزياح ترددي 0.15 دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



الشكل (14) : معدل الخطأ للنظام 2QAM عند انزياح ترددي 0.3 دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



الشكل (15) : معدل الخطأ للنظام 8QAM عند انزياح ترددي 0.05 دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)

2-5 نتائج عملية المحاكاة لخوارزمية الترويسة القصيرة (short preamble):

رسمنا منحنى معدل الخطأ BER لنظام OFDM عند قيم الانزياح الترددي الآتية:

$\epsilon = (0.05, 0.1, 0.15, 0.3)$ وذلك في حال

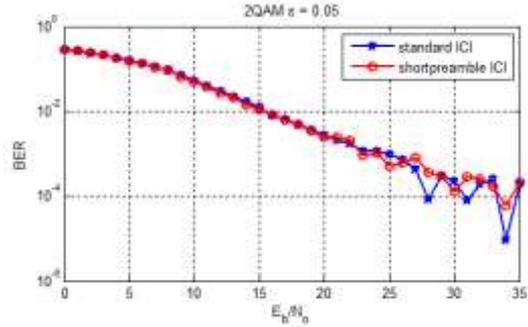
كانت رموز المعطيات على الحوامل الفرعية هي أحد رموز

أنظمة التعديل الرقمية الآتية: 8QAM، 2QAM،

16QAM، وذلك بتطبيق خوارزمية الترويسة القصيرة

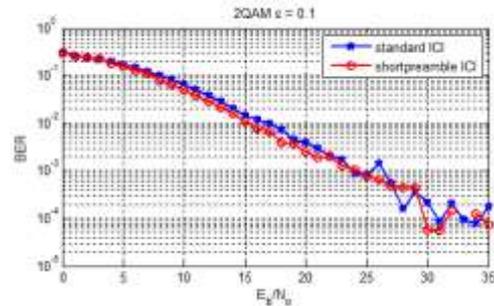
لمعالجة تداخل الحوامل ICI، وملاحظة مقدار التحسن في

منحنى BER.

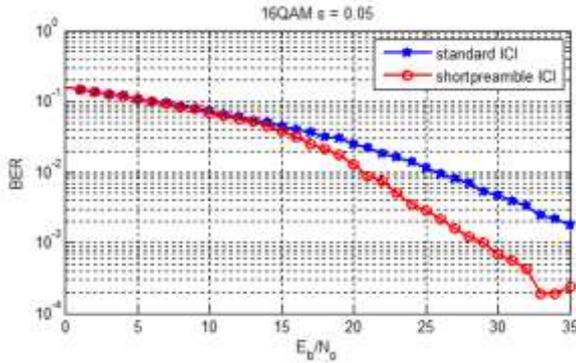


الشكل (11) : معدل الخطأ للنظام 2QAM عند انزياح ترددي 0.05

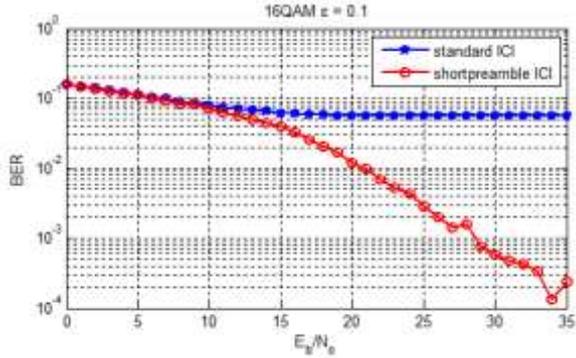
دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



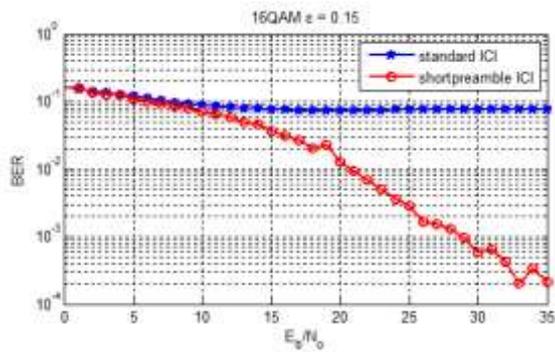
الشكل (12) : معدل الخطأ للنظام 2QAM عند انزياح ترددي 0.1 دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



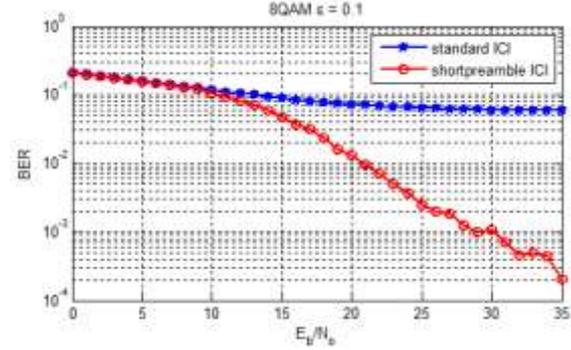
الشكل (19) : معدل الخطأ للنظام 16QAM عند انزياح ترددي 0.05 دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



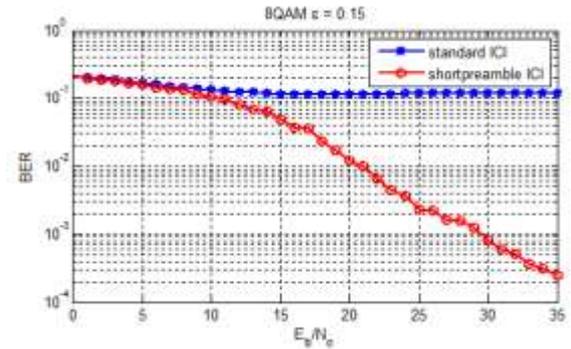
الشكل (20) : معدل الخطأ للنظام 16QAM عند انزياح ترددي 0.1 دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



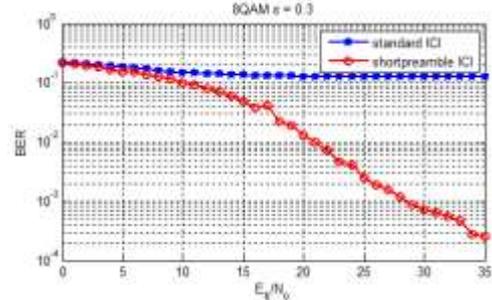
الشكل (21) : معدل الخطأ للنظام 16QAM عند انزياح ترددي 0.15 دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



الشكل (16) : معدل الخطأ للنظام 8QAM عند انزياح ترددي 0.1 بدون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



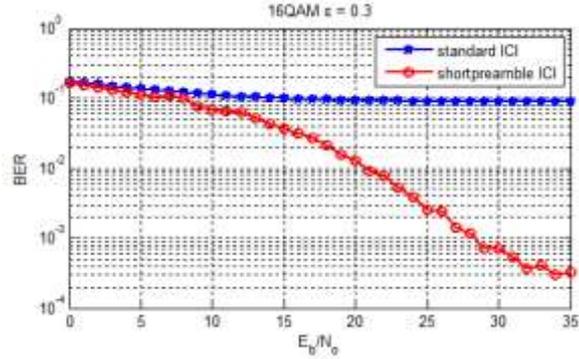
الشكل (17) : معدل الخطأ للنظام 8QAM عند انزياح ترددي 0.15 بدون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)



الشكل (18) : معدل الخطأ للنظام 8QAM عند انزياح ترددي 0.3 دون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short preamble)

7- مسرد المصطلحات:

"4G"	انظمة الجيل الرابع
"5G"	انظمة الجيل الخامس
Automatic Gain Control "AGC"	التحكم الآلي بالريح
Bit Error Rate "BER"	معدل خطأ البت
Constellation	مخطط التوضع
Cyclic Prefix "CP"	البادئة الدورية
Decibel (ratio in log scale) "dB"	الديسيل (وحدة قياس)
Discrete Fourier Transform "DFT"	تحويل فورييه المباشر
Doppler Shift "DS"	إزاحة دوپلر
Energy per Bit to Noise Density Ratio " E_b/N_0 "	نسبة طاقة البت إلى كثافة الضجيج
Fast Fourier Transform "FFT"	تحويل فورييه السريع
Frequency Division Multiplexing "FDM"	التقسيم الترددي المتعدد
Frequency Offset "FO"	انزياح التردد
WLAN standard (U.S.) based on OFDM, with a maximum data rate of 54 Mbps. "IEEE802.11a"	المعيار الأمريكي للشبكات اللاسلكية المحلية
Institute of Electrical and Electronics "IEEE"	معهد مهندسي الكهرباء والإلكترونيات
Inter-carrier Interference "ICI"	تداخل الحوامل الفرعية
Inter-symbol Interference "ISI"	تداخل الرموز
Inverse Discrete Fourier Transform "IDFT"	تحويل فورييه العكسي
Inverse Fast Fourier Transform "IFFT"	تحويل فورييه السريع العكسي
Mapping	تخطيط توزع الرموز
Multi-carrier Modulation "MCM"	التعديل متعدد الحوامل
Orthogonal Frequency Division Multiplexing "OFDM"	التقسيم الترددي المتعامد
Parallel to Serial converter "P/S"	مبدل تفرعي تسلسلي
Peak-to-average Power Ratio "PAPR"	نسبة الاستطاعة العظمى إلى المتوسطة
Phase Shift Keying "PSK"	التعديل الرقمي بزحزة زاوية الطور
Quadrature Amplitude Modulation "QAM"	التعديل الرقمي المطالي المتعامد
Quality of Service "QoS"	جودة الخدمة
Serial to Parallel converter "S/P"	مبدل تسلسلي تفرعي
Signal-to-noise Ratio "SNR"	نسبة الإشارة إلى الضجيج
Wireless Local Area Network "WLAN"	الشبكة اللاسلكية المحلية



الشكل (22) : معدل الخطأ للنظام 16QAM عند انزياح

ترددى 0.3

بدون معالجة (stand.) + معالجة بخوارزمية (short) preamble

6- النتيجة:

بعد دراسة وإجراء محاكاة لخوارزمية الترويسة القصيرة لمعالجة تداخل الحوامل الفرعية (ICI) وعند قيم انزياح ترددي ضمن المجال (0.05-0.3) وذلك باستخدام برنامج Matlab وجدنا ما يأتي:

- 1- بيّنت النتائج أنّ خوارزمية الترويسة القصيرة (Short preamble) غير فعّالة في معالجة تداخل الحوامل الفرعية ICI عند قيمة انزياح ترددي تقع ضمن المجال [0.05-0.15]؛ وذلك عند استخدام نظام تعديل رقمي 2QAM.
- 2- بيّنت النتائج أنّ خوارزمية الترويسة القصيرة (Short preamble) غير فعّالة في معالجة تداخل الحوامل الفرعية ICI عند أي قيمة انزياح ترددي، أو أي نظام تعديل رقمي؛ وذلك عندما تكون النسبة E_b/N_0 أقل من 15 dB.
- 3- بيّنت النتائج أنّ خوارزمية الترويسة القصيرة (Short preamble) فعّالة في معالجة تداخل الحوامل الفرعية ICI عند قيمة انزياح ترددي تقع ضمن المجال [0.05-0.3]؛ وذلك عند استخدام أنظمة التعديل الرقمية 8QAM أو 16QAM.

ملحق 1

استناداً إلى [1] التي تخص اطروحة ماجستير للباحث
Ertugrul Guvenkaya عام 2013، يمكن
تمييز الفارق بين اطروحة الباحث Guvenkaya
والورقة التي أتقدم بها في النقاط الموجزة في الجدول الآتي:

ملاحظات	الورقة البحثية التي أتقدم بها	أطروحة Guvenkaya	المسألة البحثية
	-	دراسة أثر زمن فاصلة الحماية في بداية كل رمز لمعالجة ISI	التداخل بين الرموز ISI
لا تقدم أطروحة Guvenkaya حلاً لمعالجة الانزياح الترددي المسبب لـ ICI	تحليل إشارة OFDM رياضياً عند انزياحها تردياً بهدف تقديم خوارزمية لمعالجة وحذف تأثير التداخل بين الحوامل ICI	تحليل إشارة OFDM رياضياً عند انزياحها ترددياً بهدف إظهار التداخل بين الحوامل ICI	التداخل بين الحوامل ICI
	اقتراح خوارزمية ترويسة قصيرة short preamble لإلغاء تأثير ICI	تغيير زمن فاصلة الحماية في بداية كل رمز لمعالجة ISI وأثر ذلك في معدل خطأ البت BER	الحل المقترح
	تطبيق الخوارزمية المقترحة على المعيار IEEE 802.11a وأجراء المحاكاة لتبيان فعاليتها الخوارزمية المقترحة	محاكاة تغيير زمن فاصلة الحماية وأثره في ISI من خلال معدل خطأ البت	المحاكاة

Received	2019/01/13	إيداع البحث
Accepted for Publ.	2019/11/28	قبول البحث للنشر

8-References

- [1] GUVENKAYA,E. "Self-interference in OFDM-Based Systems: Identification and Separation", master thesis ,University of South Florida Scholar Commons, 74p,2013.
- [2] SHINSUKE,H. and RAMJEE,P. "Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications", Artech House, Boston, London, 259p , 2003.
- [3] AHMAD,R.S.B. BURTON,R.S. and MUSTAFA, E. "Multi-carrier digital communications theory and applications of OFDM", Springer Science + Business Media, Inc.(2), Boston,414p, 2004.
- [4] RAVITEJ,A. "Inetr Carrier Interference Cancellation In OFDM Systems", National Institute of Technology, Rourkela-769008, Deemed University, pp.26-28 , 2009.
- [5] HEISKALA,G. and TERRY,G. "OFDM wireless LAN theoretical and practical guide", 275p , 2001.
- [6] <http://www.dsplog.com/2008/03/03/frequency-offset-estimation-using-80211a-short-preamble/>
- [7] CHEUK,K.L. "method of synchronization using IEEE 802.11a OFDM training structure for indoor wireless application", master thesis ,simon fraser university, 73p,2004.