



الجمهورية العربية السورية
جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية
قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

انقاص نسبة القيمة العظمى إلى القيمة المتوسطة للاستطاعة (PAPR) في الأنظمة متعددة الدخل والخرج-التقسيم بالترددات المتعامدة المرمّزة (MIMO- COFDM)

أطروحة أعدت لنيل درجة الماجستير في هندسة الاتصالات المتقدمة

إعداد

م.عمار حسن

إشراف

د.عادل خضورعلي

العام الدراسي
2018-2017

كلمة الشكر والإهداء

بفيض من الحب والتقدير أقدم خالص الشكر والامتنان لجميع الأهل والأصدقاء الذين كانوا دعماً

حقيقياً في مسيرتي لإنجاز هذا البحث، كما أتوجه بالشكر لرئاسة القسم والكادر العامل فيه، وأعضاء

اللجنة الموقرين، الذين كانوا عوناً ومرجعاً علمياً يضاف إلى قائمة المراجع، وأخص بالشكر الدكتور

عادل خضور علي، الذي أكنّ له كل الاحترام والتقدير لما بذله معي من جهود مباركة لإنجاز هذا

العمل.

أعضاء لجنة الحكم والقرار الناظم بذلك

أقدم أسمى الشكر والامتنان والمحبة لأعضاء لجنة الحكم الموقرة لقبولهم
قراءة خلاصة بحثي والحكم على رسالتي :

عضوا

الدكتور محمد خالد شاهين

عضوا ومشرفا علميا

الدكتور عادل خضور علي

عضوا

الدكتور مفيد ناصيف

بموجب قرار مجلس البحث العلمي والدراسات العليا رقم / 545 / م.ب.د
تاريخ 2017/12/4 تاريخ والقاضي بتأليف لجنة الحكم

د. مفيد ناصيف



د. عادل خضور علي



د. محمد خالد شاهين



Damascus University
Faculty of Mechanical and Electrical Engineering
Department of Electronics and Communications Engineering



Reducing the Peak to Average Power Ratio In MIMO-COFDM Systems

**Thesis Prepared to Obtain a Master Degree in Advance Communications
Engineering**

By
Ammar Hasan

Supervised by
Dr. Adel Khadour Ali

Academic Year
2017-2018

Table of contents

فهرس المحتويات

I.	 الملخص
II.	 الملخص الإنكليزي
III.	 قائمة الأشكال
V.	 فهرس الجداول
VI.	 قائمة المصطلحات
XI.	 قائمة الاختصارات
XII.	 المقدمة العامة
1	 الفصل الأول: تحليل الدراسة Study Analysis
2	 1.1. عرض المشكلة
4	 2.1. دراسة حالة الإشباع في مكبر استطاعة الإشارة
5	 3.1. الهدف من البحث
5	 4.1. دراسة مرجعية
7	 الفصل الثاني: الأنظمة متعددة الدخل والخرج Multiple Input Multiple Output Systems (MIMO)
8	 1.2. فوائد التباين المكاني
9	 1.1.2. ربح صفيقة الهوائيات
10	 2.1.2. ربح التباين ومعدل خطأ البت المنخفض
12	 3.1.2. معدل النقل المتزايد
13	 4.1.2. زيادة التغطية أو إنقاص استطاعة الإرسال
14	 2.2. التباين عند الاستقبال
14	 1.2.2. الضم الانتقائي
16	 2.2.2. ضم النسبة العظمى
18	 3.2. التباين عند الإرسال
19	 1.3.2. التباين عند الإرسال ذو الحلقة المفتوحة
21	 2.3.2. التباين عند الإرسال ذو الحلقة المغلقة
22	 الفصل الثالث: التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد Orthogonal Frequency Division Multiplexing
23	 1.3. أساسيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد
24	 2.3. توليد التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد
26	 3.3. نظام إرسال واستقبال OFDM
27	 4.3. الفعالية الطيفية لنظام OFDM
28	 5.3. المشاكل التي يعاني منها التعديل OFDM
28	 1.5.3. مشاكل في التعامد

29	 2.5.3 مشكلة التزامن
30	 3.5.3 نسبة الاستطاعة الأعظمية إلى الاستطاعة المتوسطة
30	 4.5.3 تأثير القص Clipping على إشارات OFDM
31	 5.5.3 ضجيج الطور
32	 6.5.3 الخطأ الترددي
32	 6.3 العلاقة بين التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد والأنظمة متعددة الدخل والخرج
33	 1.6.3 ماهية دمج التقنيات بين MIMO و OFDM
34	 2.6.3 معايير أنظمة OFDM-MIMO
34	 7.3 ترميز البيانات (ترميز الطي)
37	 الفصل الرابع: نسبة الاستطاعة الذروة إلى الاستطاعة المتوسطة Peak to Average Power Ratio
38	 1.4 التعبير الرياضي
39	 2.4 تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي
40	 3.4 معايير اختيار خوارزمية إنقاص النسبة PAPR
40	 1.3.4 فعالية إنقاص PAPR
40	 2.3.4 زيادة استطاعة الإشارة المرسل
40	 3.3.4 ارتفاع معدل خطأ البت في المستقبل
40	 4.3.4 انخفاض معدل نقل البيانات
41	 5.3.4 تعقيد الحسابات
41	 4.4 تقنيات إنقاص النسبة PAPR
41	 1.4.4 إنقاص النسبة PAPR بوجود تشويه في الإشارة
42	 1.1.4.4 إنقاص PAPR باستخدام القص
44	 2.1.4.4 القص والترشيح التكراري (RCF)
45	 3.1.4.4 القص والترشيح التكراري بوجود تحكم
45	 4.1.4.4 إنقاص PAPR باستخدام تطبيق نافذة على الذروة
46	 2.4.4 إنقاص النسبة PAPR دون تشويه في الإشارة
46	 1.2.4.4 إنقاص نسبة PAPR باستخدام الترميز Coding
48	 2.2.4.4 إنقاص PAPR باستخدام البعثرة Scrambling
48	 1.2.2.4.4 تقنية سلسلة الإرسال الجزئي
50	 2.2.2.4.4 تقنية المسح الانتقائي
51	 5.4 خوارزمية المعاملات الثابتة
55	 1.5.4 خوارزمية المعاملات الثابتة ذات التقارب الشديد
55	 2.5.4 خوارزمية المعاملات الثابتة على الدائرة الواحدة
	 الفصل الخامس: التنفيذ العملي

57	 لمحة عن العمل	1.5
57	 المخطط الصندوقي للنظام المدروس MIMO-COFDM	2.5
59	 المخطط التدفقي لبرنامج المحاكاة	3.5
60	 المخطط التدفقي لخوارزمية SD-CMA	4.5
62	 نتائج عملية المحاكاة على خوارزمية SD-CMA	5.5
63	 1.5.5 . علاقة نسبة PAPR بعدد الحوامل في خوارزمية SD-CMA	
64	 2.5.5 . دراسة أثر عدد التكرارات على أداء خوارزمية SD-CMA	
65	 3.5.5 . دراسة أثر ترميز الطي على معدل خطأ البت في خوارزمية SD-CMA	
66	 6.5 . دراسة ومحاكاة خوارزمية Unit-Circle CMA	
67	 7.5 . علاقة النسبة PAPR بعدد الحوامل في خوارزمية UC-CMA	
67	 8.5 . التعديل المقترح	
72	 9.5 . الاستنتاجات والآفاق المستقبلية	
75	 المراجع	

الملخص

تعاني الإشارات متعددة الحوامل من مشكلة مهمة وهي التذبذب الكبير لغلاف الإشارة والتي يعبر عنها بعامل نسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة PAPR وبسبب أن معظم أنظمة نقل البيانات العملية ذات قيمة محدودة لذروة الاستطاعة، فإن تصميم نظام ليعمل بشكل مثالي ضمن منطقة خطية يتطلب العمل عند مستويات محددة من الاستطاعة أدنى من قيمة عظمى مسموح بها.

تقدم هذه الأطروحة دراسة لإنقاص نسبة الاستطاعة الذروة إلى الاستطاعة المتوسطة PAPR في الأنظمة متعددة الدخل والخرج مع التقسيم بالترددات المتعامدة المرمزة MIMO-COFDM اعتماداً على خوارزمية المعاملات الثابتة CMA.

كما تقترح تعديلاً على هذه الخوارزمية وتبين نتائج تقييم الأداء باستخدام برمجية ماتلاب Matlab .

Abstract

Multi-carrier signals suffer from an important problem, which is the large oscillation of the signal envelope, that is expressed by the peak to average power ratio (PAPR).

Because most practical data transmission systems have limited value for peak power, designing a system to operate ideally within a linear area requires working at specified levels of power below a maximum allowed value.

The thesis presents a study of reducing peak to average power ratio (PAPR) in multi-input multi-output (MIMO) – coded orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) systems using constant modulus algorithm(CMA).

We proposed a modification on the considered algorithm, then we discuss the results of performance using matlab.

قائمة الأشكال

- الشكل (1.1) إشارات جيبيية مختلفة التردد تمثل الحوامل ومجموعها في المجال الزمني 2
- الشكل (2.1) التفاوت في غلاف الإشارات متعددة الحوامل الناتج عن الجمع الهدّام والبناء للحوامل 3
- الشكل (3.1) منحنى خواص مكبر الاستطاعة 4
- الشكل (1.2) تباين انتقائي يلغي الخفوت 9
- الشكل (2.2) احتمال خطأ البت BER من أجل $N_r=[1,2,4]$ 12
- الشكل (3.2) التباين عند الاستقبال: b-ضم النسبة العظمى a-ضم الانتقائي 14
- الشكل (4.2) احتمال خطأ البت الوسطي من أجل b-ضم النسبة العليا a-ضم الانتقائي 16
- الشكل (5.2) التباين عند الإرسال ذو الحلقة المفتوحة 18
- الشكل (6.2) التباين عند الإرسال ذو الحلقة المغلقة 21
- الشكل (1.3) الطيف الترددي من أجل N قناة لنظام OFDM يحوي على N حامل ترددي 23
- الشكل (2.3) البادئة الدوّارة وهي نسخة من الجزء الأخير لإشارة OFDM 25
- الشكل (3.3) المجال القاعدي لنموذج نظام OFDM 25
- الشكل (4.3) نظام إرسال واستقبال OFDM 26
- الشكل (5.3) أثر مشكلة التزامن 29
- الشكل (6.3) الشكل معامل التوهين بدلالة نسبة القص 31
- الشكل (7.3) بنية مرّمز مؤلف من 6 سجلات 35
- الشكل (1.4) تأثير عملية القص على رموز كوكبة التعديل 16QAM 42
- الشكل (2.4) تطبيق النافذة المستطيلة على إشارة OFDM 43
- الشكل (3.4) الإشعاع خارج المجال 43
- الشكل (4.4) القص والترشيح التكراري (RCF) 44
- الشكل (5.4) الفرق بين تخفيض الذرى باستخدام القص وبين Peak Windowing 45
- الشكل (6.4) مبدأ تقنية المسح الانتقائي SLM 50
- الشكل (7.4) البنية الهيكلية لكثلة المعطيات OFDM في الوصلة الهابطة لنظام MIMO OFDM 52
- الشكل (8.4) آلية إرسال Resource Block في الفراغ في نظام MIMO 52
- الشكل (1.5) المخطط الصندوقي للنظام المدروس 57
- الشكل (2.5) المخطط التدفقي لخوارزمية المحاكاة 59
- الشكل (3.5) المخطط التدفقي لعمل خوارزمية SD_CMA 61
- الشكل (4.5) علاقة النسبة PAPR بعدد الحوامل في خوارزمية SD-CMA 63
- الشكل (5.5) أثر عدد التكرارات على أداء خوارزمية SD-CMA 64

- 65 الشكل (6.5) أثر ترميز الطي على معدل الخطأ في خوارزمية SD-CMA
- 66 الشكل (7.5) مقارنة BER لخوارزمية SD-CMA مع خوارزمية UC-CMA
- 67 الشكل (8.5) علاقة النسبة PAPR بعدد الحوامل في خوارزمية UC-CMA
- 68 الشكل (9.5) آلية وضع بتات الحشو ضمن كتلة المعطيات
- 69 الشكل (10.5) المخطط التدفقي لخوارزمية المحاكاة مع التعديل
- 70 الشكل (11.5) تطبيق التعديل على خوارزمية SD-CMA من أجل عدد بتات حشو $M=128,64$
- 71 الشكل (12.5) تطبيق التعديل على خوارزمية UC-CMA من أجل عدد بتات حشو 128

فهرس الجداول

الجدول (2.1) مصفوفة ألاموتي 2×1	19
الجدول (1.3) بعض معايير منظومات تعدد المداخل والمخارج.....	34
الجدول (1.5) أهم البارامترات المستخدمة في برنامج المحاكاة.....	62
الجدول (2.5) أداء خوارزمية SD-CMA من أجل عدد تكرارات 25,50,500,200.....	65
الجدول (3.5) مقارنة بين قيم البارامترات المدروسة من أجل كل خوارزمية.....	72

قائمة المصطلحات

المصطلح الانكليزي	المقابل بالعربي
Alamouti Code	رماز ألاموتي
Array Gain	ربح الصفيفة
Asymmetric Digital Subscriber Line	خط رقمي لامتناظر لمشارك
Baseband	المجال القاعدي
BER Bit error rate	معدل خطأ البت
Clipping Noise	ضجيج القص
Clipping	القص
Common Phase Error	خطأ الطور المشترك
Constant Modulus Algorithm	خوارزمية المعاملات الثابتة
Convolution code	ترميز الطي
Cumulative Distribution Function	تابع التوزيع التراكمي
Cyclic prefix	البادئة الدوارة

Delay spread	نثر التأخير
Digital Audio Broadcasting	البث الصوتي الرقمي
Digital Video Broadcasting	البث التلفزيوني الرقمي
Diversity gain	ربح التنوع
Equal-Gain-Combining	تجميع الربح المتساوي
Error Correction Code	رماز مصحح للخطأ
Fading	الخفوت
Frequency Division Multiplexing	التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد
Frequency error	الخطأ الترددي
frequency selective channels	قنوات انتقائية التردد
Guard Interval	مجال الأمان
Guard period	مدة أمان
In-Band Distortion	تشوهات داخل المجال
Increased Data Rate	معدل المعطيات المتزايد

Inter-carrier interference	تداخل الحوامل البيني
Inter-symbol interference	تداخل الرموز البيني
Inverse Fast Fourier Transfor	تحويل فورييه السريع العكسي
Inverse Fourier Transform algorithm	خوارزمية تحويل فورييه العكسي
Line of Sight	خط نظر
Local Area Network	شبكات الاتصال المحلية
Maximal Ratio Combining	تجميع النسبة العليا
Multi Input Multi Output systems	الأنظمة متعددة الدخل والخرج
Multi Path Propagation	الانتشار متعدد المسارات
Narrowband interference	التداخل ضيق المجال
Narrowband sub-carriers	حوامل فرعية ضيقة المجال
Open Loop Transmit Diversity	تنوع الإرسال ذو الحلقة المفتوحة
Orthogonal Frequency Division Multiplexing	التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد
Orthogonality	التعامد

Partial Transmit Sequence	سلسلة الإرسال الجزئي
Peak to average power ratio	نسبة الاستطاعة الذروة الى الاستطاعة المتوسطة
Peak Windowing	نوافذية الذرى
Periodic	دورية
Phase noise	ضجيج الطور
Radio frequency	الترددات الراديوية
Resource Block	كتلة الموارد
Robustness	المتانة
Scrambling	البعثرة
Selection Combininig	الضم الانتقائي
Selective mapping	المسح الانتقائي
Signal transmission	إرسال الإشارة
Single Frequency Network	الشبكة وحيدة التردد
Soft Limiter	المحدد اللين (المعتدل)
Space Time Block Codes	الرمازات الكتلية الزمكانية

Space Time Coding	ترميز زمني/مكاني
Spatial diversity	التنوع المكاني
Spatial multiplexing	التجميع المكاني
Spectral efficiency	الفعالية الطيفية
Steepest-Descent CMA	خوارزمية المعاملات الثابتة ذات التقارب الشديد
Sub-channels	قنوات جزئية
Transmit Signal Model	نموذج الإشارة المرسلة
Unit-Circle CMA	خوارزمية المعاملات الثابتة على الدائرة الواحدة
Windowing	تابع النافذة

قائمة بالاختصارات

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
BER	Bit Error rate
CCDF	Copleted Cumulative Distribution Function
CMA	Constant Modulas Algorithm
CPE	Common Phase Error
CSI	Channel State Information
DAB	Digital Audio Broadcasting
DVB	Digital Video Broadcasting
EGC	Equal-Gain-Combining
FEC	Forward Error Corection
GI	Guard Interval
ICI	Inter-Carrier Interference
IFT	Inverse Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
LOS	Line of Sight
MIMO	Multiple-Input-Multiple-Output
MRC	Maximal Ratio Combining
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PSM	Power Spectrum Mask
PTS	Partial Transmit Sequence
RCF	Repeated Clipping and Filtering
SC	Selection Combininig
SD-CMA	Steepest-Descent CMA
SFN	Single Frequency .Network
SLM	Selected Maping Techniques
SNR	Bit Rate
STBC	Space Time Block Code(
STC	Space Time Coding
UC-CMA	Unit-Circle CMA

المقدمة العامة

تركز تطوير صناعة الاتصالات السلكية واللاسلكية في السنوات القليلة الماضية على الاستخدام المكثف للنظم عريضة المجال. الأمر الذي أدى إلى نمو سريع للتقانة، لتلبية الحاجة المتزايدة لنقل المعلومات لاسلكيا بسرعة وبأمانة عاليتين.

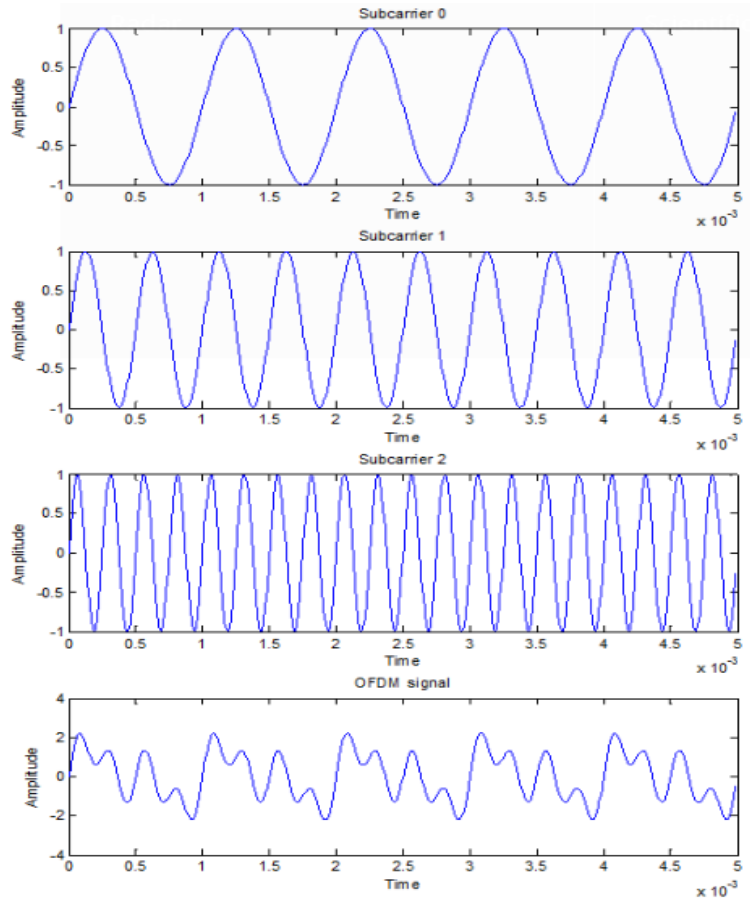
هذا الكم المتزايد للبيانات ونقلها ولتقانة المعلومات حث المهندسين والباحثين لدراسة واستحداث آفاق تقانية متطورة، فمعظم الدراسات الحديثة هدفت إلى زيادة السعة والمردود للقناة اللاسلكية أو للنظام بكامله، وكل ذلك أدى إلى تطوير تقنيات جديدة مثل الأنظمة متعددة الدخل والخرج multiple-input- MIMO و multiple-output وتقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد orthogonal frequency-division multiplexing OFDM التي تعد مناسبة لنقل البيانات بمعدلات نقل عالية مع إمكانية تصحيح الأخطاء وتطبيق الخوارزميات على أنظمة الاتصالات اللاسلكية و قنواتها [1]، ولكن تعاني الإشارات متعددة الحوامل من مشكلة مهمة وهي التذبذب الكبير لغللاف الإشارة [3]، والسبب هو أنه في المجال الزمني تكون الإشارة المتعددة الحوامل عبارة عن مجموع عدة إشارات ضيقة المجال، وفي بعض الأحيان يكون هذا المجموع كبيراً وأحياناً أخرى صغيراً مما يجعل قيمة ذروة الاستطاعة أكبر من القيمة المتوسطة، ويعبر عن هذه المشكلة بعامل نسبة الاستطاعة الآنية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة للإشارة peak to average power ratio PAPR.

ينعكس أثر هذه النسبة بشكل أساسي على مضخمات الاستطاعة [4] التي تعمل ضمن منطقتين الأولى تدعى المنطقة الخطية والأخرى تدعى منطقة الإشباع (غير الخطية)، ولكن المشكلة تظهر عندما تكون ذرى إشارة OFDM كبيرة جداً ولا تدخل ضمن المنطقة الخطية للمضخم، ومن ثم سوف تعالج ذرى الإشارة الكبيرة ضمن منطقة الإشباع مما ينجم عنه تغير الإشارة بشكل لاخطي والتي تسبب تداخل بيني بين الحوامل الفرعية واشعاع خارج مجال الإشارة مما يتطلب استخدام مضخمات استطاعة ذات مجال عمل خطي كبير لتقادي تشوه الإشارة المرسل، ولكن هذا الحل مكلف جداً حيث أن هذه المضخمات من أكثر التجهيزات كلفة في تصميم النظام المدروس.

الفصل الأول
تحليل الدراسة
Study Analysis

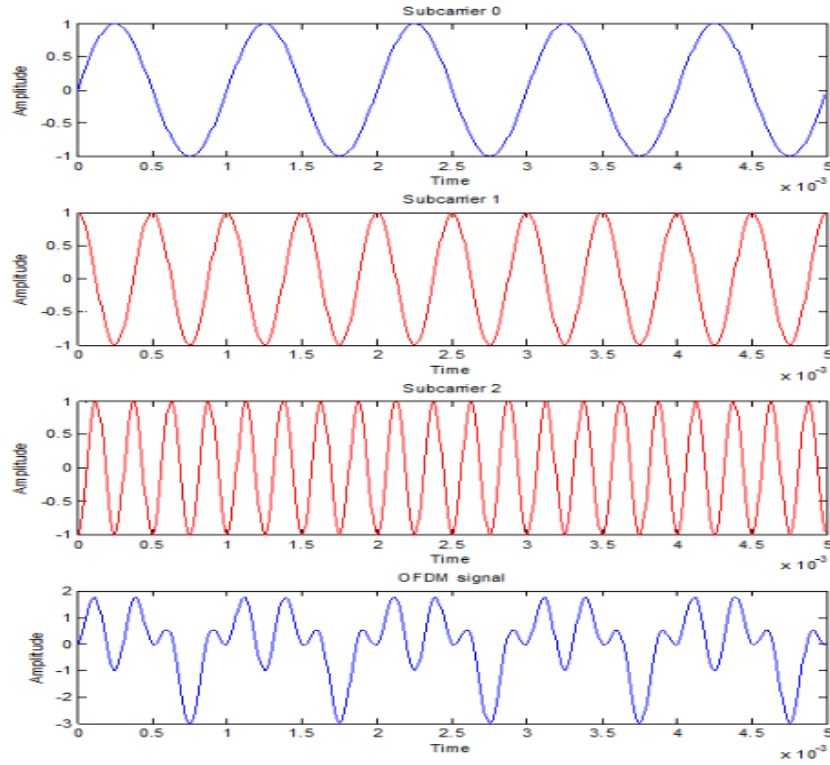
1.1. عرض المشكلة

تتألف الإشارات المتعددة الحوامل من مجموع عدة إشارات جيبية مختلفة التردد، ويوضح الشكل (1.1) الإشارة متعددة الحوامل في المجال الزمني.



الشكل (1.1) إشارات جيبية مختلفة التردد تمثل الحوامل ومجموعها في المجال الزمني [28]

لكن تعاني الإشارات متعددة الحوامل من مشكلة مهمة وهي التفاوت الكبير في غلاف الإشارة، والسبب أنه في بعض الأحيان يكون مجموع الإشارات المكوّنة لها هداماً، وأحياناً أخرى بناءً كما هو موضح بالشكل (2.1)



الشكل (2.1) التفاوت في غلاف الإشارات متعددة الحوامل الناتج عن الجمع الهذام والبناء للحوامل [28]

مما يجعل قيمة ذروة الاستطاعة أكبر من قيمتها المتوسطة، ويعبر عن هذه المشكلة بعامل نسبة الاستطاعة اللحظية الذروة إلى الاستطاعة المتوسط PAPR، والتي تعطى بالعلاقة (1.1)[10].

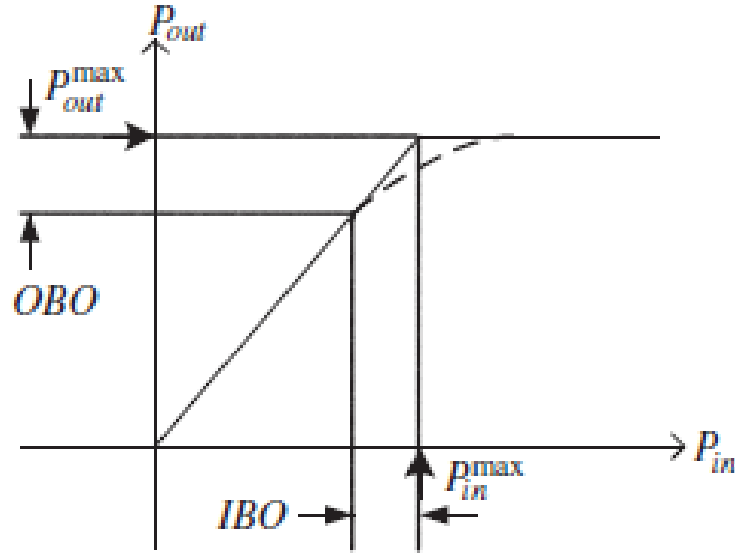
$$PAPR = \frac{P_{Peak}}{P_{Average}} \quad (1.1)$$

ويتمثل الهدف من الدراسة في تخفيض هذه النسبة قدر الإمكان.

إن مذكر أعلاه سوف يؤدي إلى مشكلة أساسية وهي الحاجة إلى مكبرات استطاعة ذات مجال عمل خطي كبير حتى لا تصل إلى مرحلة الإشباع، وبالتالي تشويه الإشارة، ولكن تعدّ هذه المكبرات من أكثر العناصر تكلفة في تصميم النظام كما أن هذه المشكلة تزيد من تعقيد المبدلات من المجال الرقمي إلى التماثلي وبالعكس A/D & D/A Converters.

2.1. دراسة حالة الإشباع في مكبر استطاعة الإشارة

لتبيان متى تصبح النسبة PAPR في الإشارة مشكلة أساسية في نظام OFDM سوف ندرس منحنى الخواص لمكبر الاستطاعة الموضح بالشكل (3.1)



الشكل (3.1) منحنى خواص مكبر الاستطاعة [7]

حيث نلاحظ من الشكل (3.1) بأن هناك منطقتي تشغيل (منطقة خطية ومنطقة إشباع) ومن أجل أداء أفضل للنظام يجب أن يعمل مكبر الطاقة ضمن المنطقة الخطية، لكن المشكلة تظهر عندما تكون قمم إشارة OFDM كبيرة جداً ولا تدخل ضمن المنطقة الخطية، وبالتالي سوف تعالج قمم الإشارة الكبيرة ضمن منطقة الإشباع وبالتالي سوف تتغير الإشارة بشكل لاخطي مما يسبب تداخل بيني بين الحوامل الفرعية وإشباع خارج مجال الإشارة، ولإلغاء تأثير هذه القمم الكبيرة فإن مكبر استطاعة الإرسال يحتاج إلى مجال ديناميكي كبير جداً ضمن المنطقة الخطية الذي سيكون غالي الثمن ولن يتمتع بالكفاءة العالية في هذه الحالة بالإضافة إلى أن مكبر الاستطاعة ذو المجال الديناميكي الكبير يستهلك كمية كبيرة من البطارية الموجودة في قسم الإرسال وهذا سبب آخر لاعتبار مكبر الاستطاعة ذو المجال الديناميكي الكبير هو حل غير جيد لذلك يفضل إنقاص PAPR باستخدام تقنيات تخفيض PAPR أخرى.

3.1. الهدف من البحث

يهدف البحث بشكل أساسي إلى إنقاص نسبة القيمة العظمى لاستطاعة الإشارة المرسلة إلى قيمتها المتوسطة قدر الإمكان دون التأثير بشكل كبير على أداء النظام. لكن بعض التقنيات المستخدمة لهذا الغرض تسبب بتشوه الإشارة والبعض الآخر تتعكس سلباً على عرض المجال الترددي أو على استطاعة الإرسال مما يجعلها غير متوافقة مع المعايير الحديثة. قمنا باستخدام خوارزمية المعاملات الثابتة والتي تعدّ من الخوارزميات الواعدة في هذا المجال بحيث أجرينا دراسة تحليلية لأداء هذه الخوارزمية باستخدام برمجية Matlab و تقييم الأداء من أجل قيم مختلفة لأهم البارامترات المستخدمة في هذه الخوارزمية ودراسة أثرها على معدل خطأ البت، ثم اقتراح تعديل إضافي لخفض هذه النسبة ومناقشة إيجابياته وسلبياته.

4.1. دراسة مرجعية

- قدّم هان Han، و لي Lee [10] عرضاً لأهم التقنيات المستخدمة في منظومات الإرسال متعددة الحوامل، بما فيها تقنيات القص، الفلتر، الترميز، سلاسل الإرسال الجزئي، المسح النقطي، حجز النغمة، حقن النغمة، و توسعة الكوكبة الفعالة، حيث وضعوا الملاحظات والمعايير لاختيار التقنية الأنسب حسب تصميم النظام المطلوب.
- طوّر تشانغ Chang وزملاؤه [11] خوارزمية حجز النغمة Tone reservation بحيث تعتمد آلية اختيار النغمة على شروط القناة، فيتم تخصيص الحامل ذو شروط القناة الأسوأ ليكون الحامل الخاص بذري الاستطاعة، مما يخفف من النسبة PAPR ويزيد من فعالية الإرسال.
- قدّم جون Jun وزملاؤه [12] اقتراحاً لمخطط جديد، يهدف لخفض التعقيد الحسابي في خوارزمية سلسلة الإرسال الجزئي Partial transmit sequences(PTS) الناتج عن عملية البحث بين جميع التوليفات لأشعة الطور، وذلك من خلال استغلال الترابط بين الإشارات المرشحة والمتولدة عن خوارزمية PTS وقد نتج عن هذه الطريقة انخفاض كبير في التعقيد مع المحافظة على نفس مقدار التخفيض في النسبة PAPR.
- لجأ محمد Mohammad، و زملاؤه الباحثين [13] إلى إنقاص النسبة PAPR من خلال الجمع بين بين خوارزميتي سلسلة الإرسال الجزئي partial Transmit Sequence

(PTS) وخوارزمية المسح الانتقائي (SLM) selective mapping، وقد أظهرت النتائج أن أداء هذه الخوارزمية من حيث تخفيض النسبة PAPR و معدل خطأ البت أفضل من أداء خوارزمية PTS، ويقارب أداء خوارزمية SLM من حيث تخفيض النسبة PAPR.

- استعرض سلطان [14] Sultan وزملاؤه أهم الخوارزميات الهجينة Hybrid Techniques المستخدمة لإنقاص النسبة PAPR، والنتيجة عن دمج الخوارزمية المعروفة، بهدف الاستفادة من مزاياها والتغلب على نقاط الضعف فيها، ليتبين أنه لا يوجد تقنية مثالية، والخيار يكون بالاعتماد على المقايضة بين مقدار التخفيض للنسبة PAPR، ومعدل خطأ البت، والتعقيد الناتج عن كلٍ منها.

الفصل الثاني

الأنظمة متعددة الدخل والخرج

Multiple Input Multiple Output (MIMO) Systems

يسمح استخدام الهوائيات المتعددة بإنشاء قنوات مستقلة في الفضاء، حيث يركز هذا الفصل على دراسة التباين (التنوع) المكاني spatial diversity للهوائيات، والذي يمكن تنفيذه دون الحاجة إلى عرض مجال ترددي إضافي كما هو الحال في التباين الزمني أو الترددي. يعتمد التباين المكاني على استخدام صفيقة هوائيات (هوائيات متعددة) لتركيز الطاقة أو لإنشاء قنوات متوازية متعددة لحمل دفق المعطيات الإفرادية (التجميع المكاني spatial multiplexing) وعند استخدام هوائيات متعددة عند المرسل والمستقبل يطلق على هذه النظم اسم النظم متعددة الدخل والخرج MIMO والتي يمكن أن تستخدم للغايات التالية [7]:

- زيادة موثوقية النظام (بإنقاص معدل الخطأ)
- زيادة معدل نقل البيانات ومن ثمّ سعة النظام.
- زيادة التغطية
- إنقاص استطاعة الإرسال المطلوبة

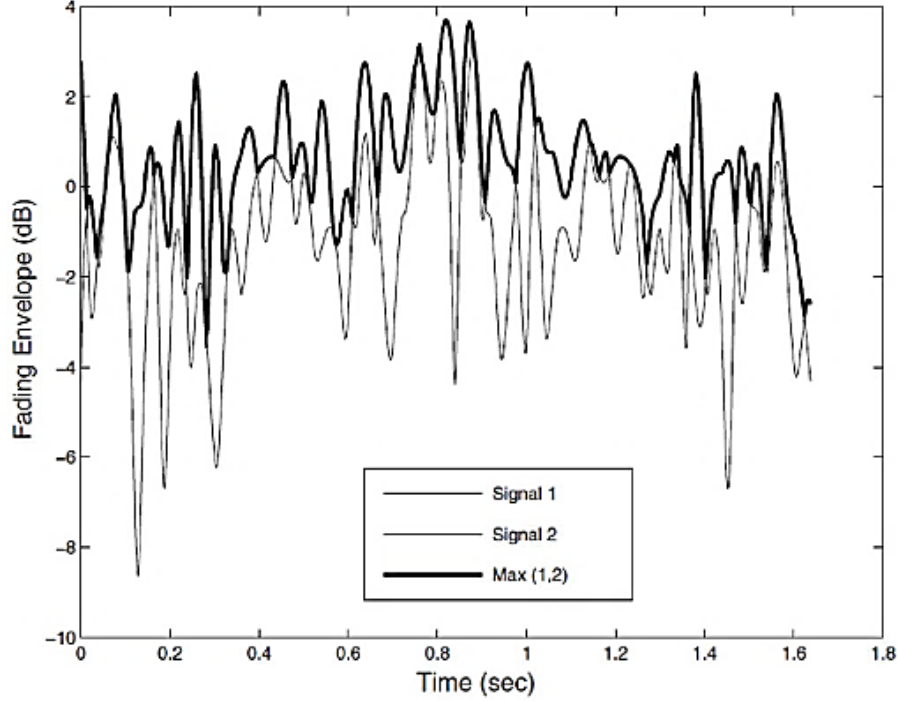
تتشترك النقاط الأربعة السابقة عادة فيما بينها بعلاقة معينة، فمثلاً يترافق زيادة معدل نقل البيانات عادة مع زيادة في معدل الخطأ أو يتطلب زيادة في استطاعة الإرسال . سنبدأ هنا بالتباين عند الاستقبال والذي يعدّ الصيغة المثبتة للتباين المكاني، ثم نناقش التباين عند الإرسال الذي يتطلب معالجة بطريقة أخرى، ثم نناقش التجميع المكاني الذي يعدّ من تقنيات الهوائيات المتعددة MIMO .

1.2. فوائد التباين المكاني spatial diversity

إن استخدام هوائيين متباعدين مكانياً كافٍ للتخلص من أغلب الخفوت كما هو موضح بالشكل (1.2) وهذه الطريقة ترسم الصورة الواحدة للفوائد المحتملة للتباين المكاني . من الميزات الرئيسية للتباين المكاني مقارنة مع التباين الزمني والترددية عدم الحاجة لعرض مجال إضافي أو استطاعة إضافية للاستفادة من التباين المكاني، بالرغم من تكلفة الهوائيات الإضافية مع ملحقاتها من التجهيزات الراديوية RF ومعالجة الإشارة المتعلقة بتعديل الإشارة وفك تعديلها في حالة التباين المكاني ليست مهمة، إلا أنه ثمة مقايضة مابين التكلفة والأداء، أي يمكن القبول بتكلفة عدد قليل من الهوائيات الإضافية مقابل أداء أفضل.

يمكن ان نلخص الفوائد الرئيسية للتباين المكاني بالنقاط الآتية:

- ربح صفيقة الهوائيات Array Gain.
- ربح التباين ومعدل خطأ البت المنخفض.
- معدل نقل بيانات عالي.
- زيادة التغطية أو إنقاص استطاعة الإرسال.



الشكل (1.2) تباين انتقائي يلغي الخفوت [5]

1.1.2. ربح صفيقة الهوائيات Array Gain

عند استخدام هوائيات متعددة في الاستقبال فإنه ثمة شكلين للربح (ربح التباين Diversity Gain و ربح صفيقة الهوائيات Array Gain) حيث ينتج ربح التباين من إنشاء قنوات مستقلة متعددة بين المرسل والمستقبل وهو يتعلق بالخصائص الإحصائية لهذه القنوات، في حين لا يعتمد ربح صفيق الهوائيات على التباين الإحصائي للقنوات، وبدلاً من ذلك يحقق تحسين الأداء بجمع الطاقة المستقبلية من كل الهوائيات بشكل متماسك، حتى ولو كانت القنوات مترابطة بشكل كامل completely correlated، مثلما قد يحدث في حالة النظم التي يتوفر فيها خط النظر Line of Sight فإن نسبة الإشارة إلى الضجيج ستزداد بشكل خطي مع زيادة عدد الهوائيات عند المستقبل .

من أجل نظام $N_t \times N_r$ يكون ربح صفيقة الهوائيات هو N_r ، والذي يمكن استنتاجه من الحالة $1 \times N_r$ ، ففي حالة خفوت واسع مترابط يستقبل كل هوائي $1 \in (1, N_r)$ إشارة تعطى بالعلاقة (1.2)[5]:

$$y_i = h_i x + n_i = h x + n_i \quad (1.2)$$

حيث y_i الإشارة المستقبلية في الهوائي i ، و x الإشارة المرسل، $h_i = h$ ربح القناة بين المرسل والهوائي i ، n_i ضجيج القناة عند المستقبل i .

وتعطي نسبة الإشارة إلى الضجيج عند كل هوائي بالعلاقة (2.2)[5]:

$$\gamma_i = \frac{|h|^2}{\sigma^2} \quad (2.2)$$

وفيها تمثل σ^2 استطاعة الضجيج.

وبفرض طاقة الإشارة الواحدة هي، $\varepsilon_x = E|x|^2 = 1$ ، وجمع الإشارات المستقبلية من جميع الهوائيات يجري الحصول على الإشارة الكلية التي تعطى بالعلاقة (3.2)[5]:

$$y = \sum_{i=1}^{N_r} y_i = N_r h x + \sum_{i=1}^{N_r} n_i \quad (3.2)$$

وتعطي نسبة الإشارة إلى الضجيج الكلية، بفرض أن الضجيج على كل فرع غير مترابط بالعلاقة (4.2)[5]:

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{|N_r h|^2}{N_r \sigma^2} = \frac{N_r |h|^2}{\sigma^2} \quad (4.2)$$

تمثل N_r عدد هوائيات الاستقبال، و N_t عدد هوائيات الإرسال.

ومن ثمّ تزداد نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية بشكل خطي بزيادة عدد الهوائيات عند المستقبل حتى لو كانت هذه الهوائيات غير مترابطة.

2.1.2. ربح التباين ومعدل خطأ البت المنخفض

Diversity Gain and Decreased Error Bit Rate

إن الهدف الأساسي للتباين المكاني هو تحسين وثوقية النظام بإنقاص حساسيته للخفوت fading، حيث تقاس وثوقية الطبقة الفيزيائية باحتمال الانقطاع أو معدل خطأ البت الوسطي .

ففي نموذج الضجيج الجمعي يعطى احتمال خطأ البت (BEP) Bit Error Probability بشكل افتراضي من أجل أي تعديل بالعلاقة (5.2) [5] :

$$P_b \approx c_1 e^{-c_2 \gamma} \quad (5.2)$$

حيث c_1, c_2 ثوابت تعتمد على نوع التعديل، و γ تعبر عن نسبة الإشارة إلى الضجيج عند المستقبل. نلاحظ أن احتمال الخطأ ينقص بشكل أسي مع نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR، وهناك حالات قليلة عندما تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية منخفضة، يكون عندها خفوت القناة هو المسيطر على احتمال خطأ البت.

في حال وجود خفوت وبدون استخدام التباين يمكن التعبير عن احتمال خطأ البت الوسطي بالعلاقة (6.2) [5]:

$$\bar{P}_b \approx c_3 \gamma^{-1} \quad (6.2)$$

هذه العلاقة العكسية البسيطة بين نسبة الإشارة إلى الضجيج واحتمال خطأ البت أضعف بكثير من العلاقة الأسية.

عند إضافة N_t هوائي إرسال و N_r هوائي استقبال للنظام وبشكل مناسب مكانيا يطلق على المقدار $N_d = N_t \cdot N_r$ رتبة التباين وهي تمثل أيضاً عدد مسارات القنوات غير المترابطة بين المرسل والمستقبل، ويكون لجميع المسارات غير المترابطة والتي لها نسبة إشارة إلى الضجيج منخفضة احتمال خطأ بت منخفض.

كما وتؤثر رتبة التباين على وثوقية النظام، حيث يتحسن احتمال خطأ البت الوسطي بوجود تباين والمعطى بالعلاقة (7.2) [5]:

$$\bar{P}_b \approx c_4 \gamma^{-N_d} \quad (7.2)$$

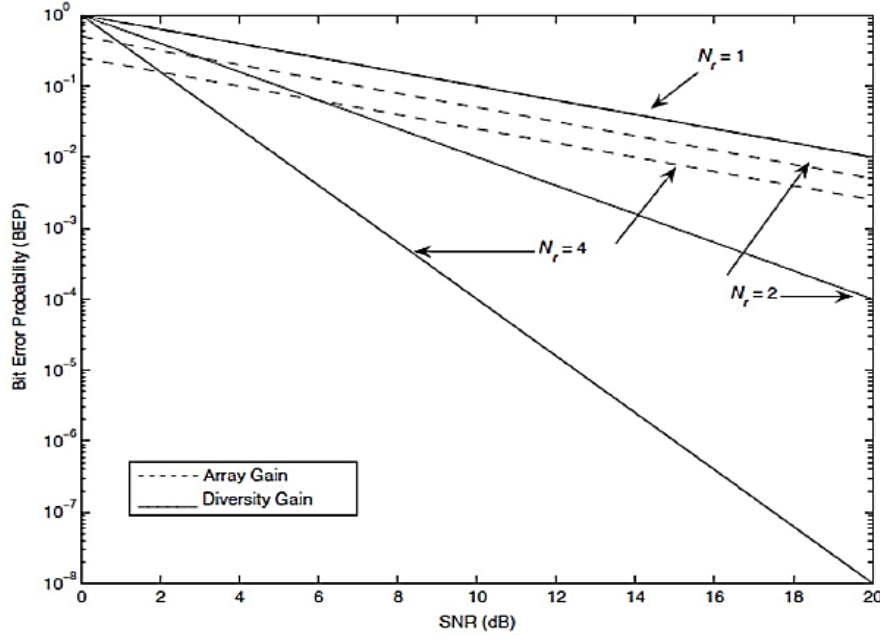
وفي حال وجود ربح صفيغة الهوائيات فقط (مثلا الهوائيات غير موضوعة بشكل مناسب أو قناة الاتصال

هي خط نظر) يعطى احتمال خطأ البت الوسطي بالعلاقة (8.2) [5]:

$$\bar{P}_b \approx c_5 (N_d \gamma)^{-1} \quad (8.2)$$

تمثل N_d رتبة التباين، وذلك لأن ربح صفيغ الهوائيات يعطي فقط زيادة خطية لنسبة الإشارة إلى الضجيج SNR .

يبين الشكل (2.2) المعادلتين (7.2)(8.2) وذلك بفرض الثابت $C_i=1$ والتي تكافئ تقييس معدل خطأ البت BER إلى 1 من أجل $\gamma=1$ ، أي مايجب ملاحظته هو ان توضع الهوائيات المناسب أمر مهم من أجل وثوقية النظام.



الشكل (2.2) احتمال خطأ البت BER من أجل $N_r=[1,2,4]$ [5]

3.1.2 معدل النقل المتزايد Increased Data Rate

لتقنيات التباين تأثير على إنقاص الخفوت ضمن القنوات عن طريق تخفيض قيمه، ومن ثم على زيادة وثوقية النظام، كما يزيد استخدام تقنيات التباين عند الاستقبال نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية الوسطية بشكل خطي بالاعتماد على ربح صفيف الهوائيات .
تعطي معادلة السعة لشانون معدل النقل الأعظمي الممكن الوصول إليه في حالة وصلة وحيدة اعتماداً على نموذج الضجيج الغاوسي الأبيض الجمعي AWGN والذي يعبر عنه بالعلاقة (9.2)[5]:

$$C = B \log_2(1 + \gamma) \quad (9.2)$$

حيث تدل C على السعة Capacity أو معدل النقل الأعظمي بدون وجود أخطاء، و B عرض مجال القناة، و γ نسبة الإشارة إلى الضجيج.

وبما أن تباين الهوائيات يزيد من نسبة الإشارة إلى الضجيج بشكل خطي، ومن ثم فإن هذه التقنية تزيد السعة فقط بشكل لوغاريتمي مع عدد الهوائيات، يمكن ملاحظة أنه في حال نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR منخفضة فإن زيادة السعة تكون بشكل قريب من الخطي حيث $\log(x+1) \sim x$ من أجل x الصغيرة.

أي في القنوات ذات نسبة إشارة إلى الضجيج SNR المنخفضة تزيد تقنيات التباين السعة بشكل خطي، ولكن يبقى معدل النقل الوسطي الكلي ضئيلاً بسبب نسبة الإشارة إلى الضجيج المنخفضة. وللحصول على زيادة كبيرة لمعدل النقل عند نسب SNR عالية يمكن استخدام قنوات متعددة باستخدام هوائيات متعددة لإرسال تدفقات مستقلة متعددة، حيث يملك التجميع المكاني الإمكانية للحصول على الزيادة الخطية لمعدل نقل البيانات مع عدد الهوائيات للحصول على نسب SNR عالية وذلك باستخدام خوارزميات معالجة إشارة متطورة.

وبشكل خاص يمكن زيادة السعة بالعدد الأصغر لعدد الهوائيات عند الاستقبال والإرسال (N_t, N_r) ، أي أن السعة محدودة بالعدد الأصغر للهوائيات عند الإرسال والاستقبال.

4.1.2. زيادة التغطية أو إنقاص استطاعة الإرسال

يمكن الاستفادة أيضاً من التباين في زيادة منطقة التغطية وإنقاص استطاعة الإرسال، حيث تجري زيادة منطقة التغطية باستخدام التباين المكاني.

وللتبسيط بفرض N_r عدد هوائيات الاستقبال وهوائي واحد فقط للإرسال، تكون النسبة SNR الوسطية تقريباً

مساوية $N_r \gamma$ ، حيث γ هي نسبة الإشارة إلى الضجيج الوسطية للفرع الواحد (المسار الواحد) واعتماداً

على النموذج المبسط بدون ضياع تعطى الاستطاعة المستقبلية بالعلاقة (10.2)[5]:

$$P_r = P_t P_o d^{-\alpha} \quad (10.2)$$

ومن ثم تكون الزيادة في منطقة التغطية هي $N^{1/\sigma}$ ، أي أن تحسين مساحة منطقة التغطية هو $N^{2/\sigma}$ من دون أخذ ربح التباين بالحسبان.

أي أن وثوقية النظام تزداد بشكل كبير مع توسعة المجال هذه، ولنفس السبب يمكن أن نجد أنه بالإمكان انقاص استطاعة المرسل المطلوبة بالمعامل $10 \log_{10} N_r$ dB مع بقاء ربح التباين $N_t \times N_r$.

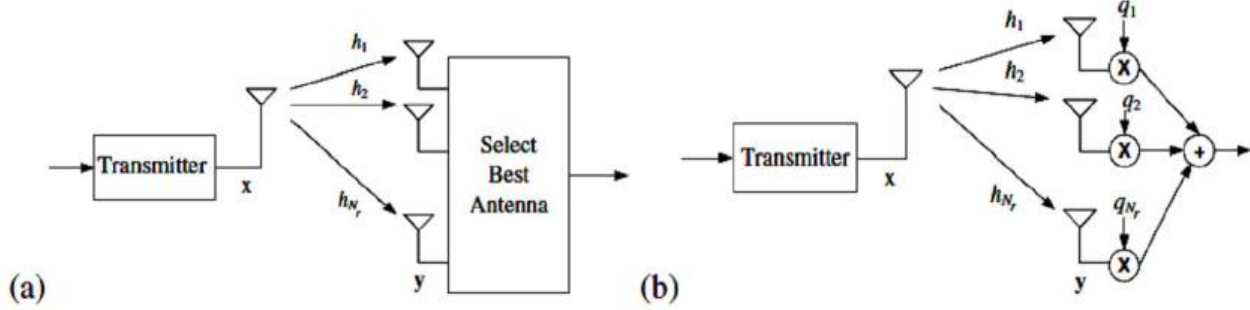
2.2. التباين عند الاستقبال

يعدّ التباين عند الاستقبال أكثر أشكال التباين المكاني انتشاراً وغالباً مايكون باستخدام هوائيين للاستقبال، ويوجد هذا النوع من التباين في المحطة القاعدية الخلوية ونقاط النفاذ للشبكات اللاسلكية المحلية.

لا يتطلب التباين عند الاستقبال أي متطلبات خاصة من طرف المرسل وإنما فقط على المستقبل معالجة N_r تدفق مستقبل وتجميعهم ببعض الأشكال كما هو مبين بالشكل (3.2).

سنستعرض فيما يأتي خوارزميتي تجميع فقط شائعتا الاستخدام هما الضم الانتقائي Selection Combininig(SC) وتجميع النسبة العليا Maximal Ratio Combining(MRC).

يعتبر التباين أيضاً عند الاستقبال مؤثراً جداً في القنوات ذات الخفوت الواسع وذات الخفوت الانتقائي للتردد، وسنركز على الخفوت الواسع حيث تكون الإشارة المستقبلة من جميع هوائيات الاستقبال N_r غير مترابطة ولجميعها الاستطاعة الوسطية نفسها.



a-الضم الانتقائي [5]

b-ضم النسبة العظمى: الشكل (3.2) التباين عند الاستقبال:

1.2.2. الضم الانتقائي Selection Combining (SC)

يعدّ هذا النوع أبسط أنواع التجميع حيث تعتمد هذه الطريقة ببساطة على حساب الاستطاعة الآنية لجميع التدفقات (الإشارات) المستقبلة N_r و ثم اختيار الإشارة الأعلى منها، وتهمل الطاقة المفيدة للإشارات الأخرى، وبالرغم من أن هذه الطريقة دون المستوى الأمثل إلا أن بساطة هذه الطريقة وإنقاصها لمتطلبات العتاد الصلب يجعلها جذابة في كثير من الحالات.

يمكن تأكيد ربح التباين باستخدام الضم الانتقائي بوساطة احتمال الخرج والذي يعرف بالاحتمال عند انخفاض نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR المستقبلية عن عتبة معينة $P_{out} = P[\gamma < \gamma_o] = P$ وبافتراض N_r عدد الإشارات غير المترابطة المستقبلية، كما هو مبين في العلاقة (11.2)[5]:

$$\begin{aligned} P_{out} &= P[\gamma_1 < \gamma_o, \gamma_2 < \gamma_o, \dots, \gamma_{N_r} < \gamma_o] \\ &= P[\gamma_1 < \gamma_o]P[\gamma_2 < \gamma_o] \dots P[\gamma_{N_r} < \gamma_o] \\ &= P^{N_r} \end{aligned} \quad (11.2)$$

وذلك من أجل قناة بخفوت رايلييه Rayleigh، ويعطى المقدار P بالعلاقة (12. 2)[5]:

$$P = 1 - e^{-\gamma_o/\gamma} \quad (12. 2)$$

حيث تمثل $\bar{\gamma}$ نسبة الإشارة إلى الضجيج الوسطية المستقبلية عند ذلك الموقع. وبالاعتماد على مسار من دون ضياع ينقص الضم الانتقائي من احتمال الخرج الذي يعطى عندئذٍ بالعلاقة (13.2)[5]:

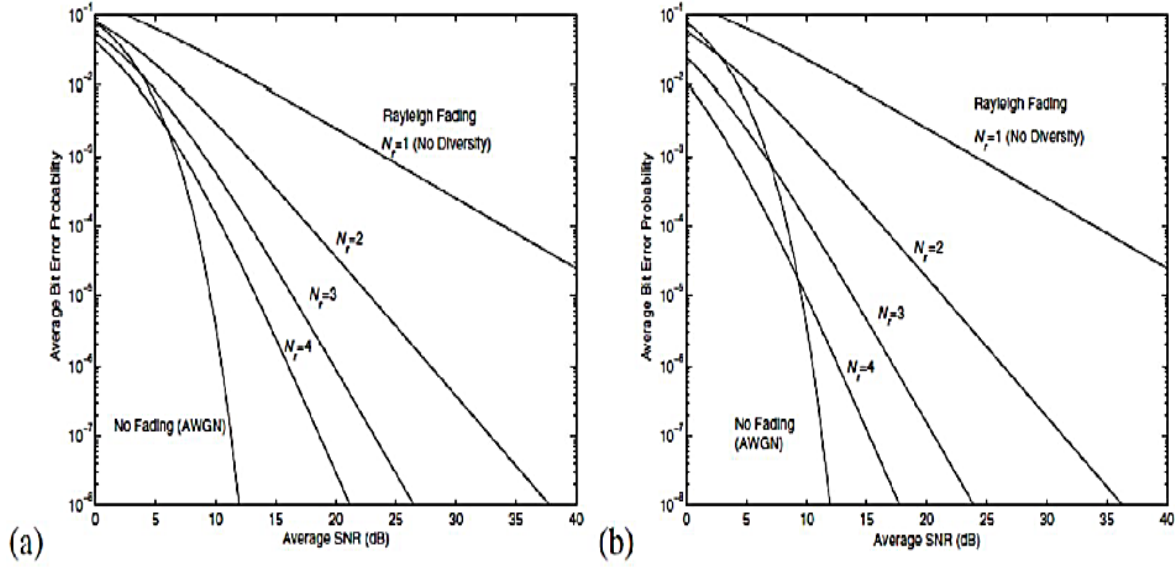
$$P_{out} = (1 - e^{-\gamma_o/\gamma})^{N_r} \quad (13.2)$$

ومن أجل خفوت رايلييه تعطى نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية الوسطية من أجل N_r فرع بالعلاقة (14.2)[5]:

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{SC} &= \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{N_r} \frac{1}{i} \\ &= \bar{\gamma} \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \dots + \frac{1}{N_r}\right) \end{aligned} \quad (14.2)$$

يمكن ملاحظة أن كل هوائي مضاف يزيد من نسبة الإشارة إلى الضجيج الوسطية، كما ويمكن استنتاج احتمال خطأ البت BER الوسطي من القيمة الوسطى (التكامل) لقيمة BER المناسبة في حال الضجيج الغاوسي الأبيض الجمعي AWGN مقابل التوزيع الأسّي.

يبين الشكل (4.2) منحنيات BER مع قيم مختلفة من التباين الانتقائي، والتي تدل على انخفاض تحسن الأداء مع زيادة N_r ، إلا أن التحسين من أجل الهوائيات القليلة الأولى يكون شديداً، كما نلاحظ أن خوارزمية ضم النسبة العليا MRC تعطي أداء أفضل بقليل من خوارزمية الضم الانتقائي SC. للوصول إلى قيمة BER تساوي 10^{-4} وقيمة التحسين 15dB يضاف هوائي استقبال واحد لتزيد نسبة التحسين إلى 20dB بإضافة هوائي آخر.



a-الضم الانتقائي[5]

b-ضم النسبة العليا

2.2.2. ضم النسبة العظمى Maximal Rate Combining

تقوم هذه الطريقة بتجميع الإشارات المستقبلية من كل الفروع لكي تزيد نسبة الإشارة إلى الضجيج أي زيادة استطاعة الإشارة المستقبلية، ومن هنا اشتق اسم هذه الطريقة. وتعتمد على استخدام تثقيل بمعامل عقدي $q_i = |q_i|e^{j\Phi_i}$ لكل فرع (إشارة فرعية)، ثم جمع N_r فرع كما هو موضح بالشكل (4.2)، وبفرض أن الخفوت عريض المجال وله قيمة عقدية $h_i = |h_i|e^{j\theta_i}$ لكل فرع i ، تعطى الإشارة المجمعة بالعلاقة (15.2)[5]:

$$y(t) = x(t) \sum_{i=1}^{N_r} |q_i| |h_i| e^{j(\phi_i + \theta_i)} \quad (15.2)$$

وإذا جعلنا صفحة طور معامل الضم $\Phi_i = -\theta_i$ لكل الفروع، عندها تعطى نسبة الإشارة إلى الضجيج للإشارة المجمعة $y(t)$ بالعلاقة (16.2)[5]:

$$\gamma_{MRC} = \frac{\varepsilon_x \left(\sum_{i=1}^{N_r} |q_i| |h_i| \right)^2}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{N_r} |q_i|^2} \quad (16.2)$$

وتمثل فيها ε_x طاقة الإشارة المرسلية.

يمكن إيجاد القيمة العظمى للنسبة γ_{MRC} عن طريق اشتقاقها بالنسبة للمتغير $|q_i|$ ، والذي يعطي قيم التجميع العظمى $|q_i|^2 = |h_i|^2 / \sigma^2$ وكل فرع يضرب بالنسبة SNR أي أن الفروع ذات الطاقة الأكبر يجب أن تعزز بينما الفروع ذات نسب الإشارة إلى الضجيج الأقل يجب أن تُعطى ثقل أقل، وتعطى نسبة الإشارة إلى الضجيج الناتجة بالعلاقة (17.2)[5]:

$$\gamma_{MRC} = \frac{\varepsilon_x \sum_{i=1}^{N_r} |q_i|^2}{\sigma^2} = \sum_{i=1}^{N_r} \gamma_i \quad (17.2)$$

يجري الوصول إلى قيمة النسبة SNR الكلية بجمع قيم نسب الإشارة إلى الضجيج SNR لكل فرع عند استخدام معاملات التثقيل المناسبة، ينبغي ملاحظة أنه بالرغم من كون هذه الطريقة تقوم بزيادة نسبة الإشارة إلى الضجيج إلى القيمة العظمى وذات أداء جيد إلا أنها قد لا تكون الأمثل في العديد من الحالات كونها تتجاهل إحصائيات استطاعات التداخل (معلومات عن استطاعة الإشارة) والتي يمكن أن تختلف من فرع إلى آخر.

تقوم طريقة ضم الربح المتساوي Equal-Gain-Combining(EGC) بتصحيح الصفحة فقط [5]، حيث تقترح هذه التقنية استخدام $\phi_i = -\theta_i$ ، $|q_i| = 1$ لجميع الفروع وتعطى نسبة الإشارة إلى الضجيج المجمعة في هذه الحالة بالعلاقة (18.2)[5]:

$$\gamma_{EGC} = \frac{\varepsilon_x \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2}{N_r \sigma^2} \quad (18.2)$$

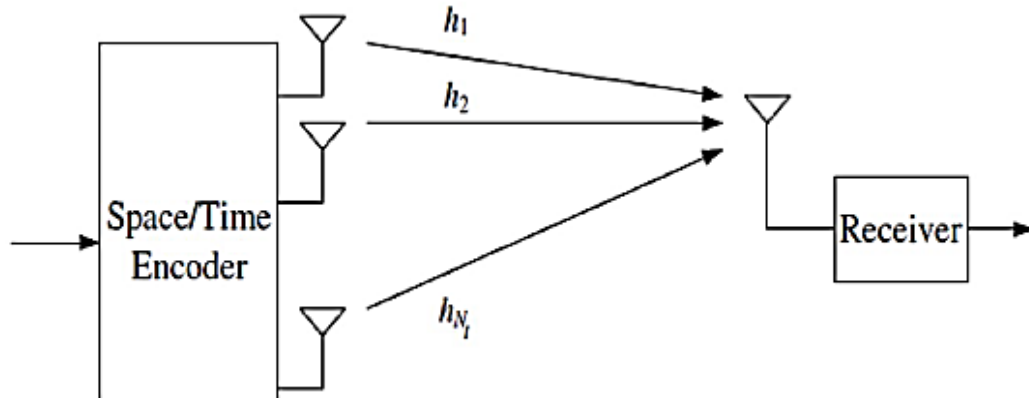
نلاحظ أن الاختلاف بين المعادلتين (18.2)، (18.2) هو أنه ثمة مقايضة بين طريقة ضم الربح المتساوي Equal-Gain-Combining(EGC) وبين الضجيج مع عدم الحاجة لتقدير ربح القناة .

3.2. التباين عند الإرسال

يعدّ التباين المكاني عند الإرسال تقنية جديدة ظهرت بعد تقنية التباين عند الاستقبال، وأصبحت تستخدم بشكل واسع منذ بداية 2000، وبما أن الإشارات التي أرسلت من هوائيات إرسال مختلفة تتداخل مع بعضها البعض فثمة هناك معالجة عند كل من المرسل والمستقبل من أجل تحقيق التباين لإزالة أو على الأقل تخفيف التداخل المكاني.

يعدّ التباين عند الإرسال مهم بشكل خاص للوصلات الهابطة في الأنظمة التي تعتمد على البنية التحتية، وبما أنها تقوم بإزاحة عبء الهوائيات المتعددة إلى المرسل والتي تكون في هذه الحالة المحطة القاعدية فإنها تفيد بشكل كبير المحطات المتحركة التي تعاني من قيود من ناحية الاستطاعة والحجم والتكلفة. في حال كانت الهوائيات المتعددة موجودة مسبقاً عند المحطة القاعدية من أجل التباين عند المستقبل للوصلة الصاعدة تكون عندها التكلفة الإضافية لاستخدام هذه الهوائيات من أجل التباين عند الإرسال منخفضة جداً.

تقسم مخططات الإرسال باستخدام الهوائيات المتعددة (أي التباين عند الإرسال والتجميع المكاني) إلى أنظمة الحلقة المفتوحة Open Loop والموضحة بالشكل (5.2) والحلقة المغلقة Closed Loop حيث لا تحتاج أنظمة الحلقة المفتوحة إلى معرفة مواصفات القناة عند المرسل، وهو الأمر الذي تحتاجه أنظمة الحلقة المغلقة، مما يستوجب وجود إما قناة متبادلة بين المرسل والمستقبل (نفس القناة للوصلة الهابطة والصاعدة ممكن في حالة الازدواجية بالتقسيم الزمني TDD) أو وجود قناة تغذية خلفية من المستقبل إلى المرسل.



الشكل (5.2) التباين عند الإرسال ذو الحلقة المفتوحة [5]

1.3.2. التباين عند الإرسال ذو الحلقة المفتوحة

Open Loop Transmission Diversity

من أكثر مخططات التباين عند الإرسال باستخدام الحلقة المفتوحة انتشاراً الترميز الزمني/المكاني (الزمكاني) (Space Time Coding-(STC)، وفيه يطبق ترميز عند الإرسال معروف للمستقبل. وبالرغم من أن المستقبل يجب عليه معرفة القناة لفك الترميز الزمكاني، فإن هذا لا يعدّ عائقاً كبيراً لكون معرفة القناة أمر ضروري من أجل عمليات أخرى. اقترح الترميز الزمكاني في بداية التسعينات من القرن العشرين، وسنركز هنا على أحد أنواع الترميز سهل الاستخدام، هو الترميز الكتلي الزمكاني (Space Time Block Code(STBC). كان الترميز الكتلي الزمكاني STBC يدل في نهاية التسعينات إما إلى رماز ألاموتي Alamouti Code أو الترميز الكتلي الزمكاني المتعامد OSTBC، وانتشر هذا الترميز بكثرة في تحقيق التباين عند الإرسال لكونه سهل التطبيق وأمثليته من حيث رتبة التباين. يمكن تطبيق أبسط ترميز زمن/مكان باستخدام هوائيين عند الإرسال وهوائي واحد فقط للاستقبال، فإذا أردنا إرسال رمزين S_1, S_2 عن طريق ترميز ألاموتي Alamouti عبر فاصلين زمنين كما هو مبين بالجدول (1.2):

الجدول (1.2) مصفوفة ألاموتي 2×1 [5]

	Antenna 1	Antenna 2
Time 0	S_1	S_2
Time 1	$-S_2^*$	S_1^*

بفرض وجود قناة ذات خفوت واسع، وأن $h_1(t)$ هو الريح العقدي للقناة من هوائي الإرسال الأول إلى هوائي الاستقبال و $h_2(t)$ الريح من الهوائي الثاني إلى هوائي الاستقبال، وبفرض أن القناة ثابتة خلال أزمنة الرموز T (أزمنة الإرسال أو الفواصل الزمنية) أي $h_1(t=0) = h_1(t=T) = h_1$ ، وهذا افتراض معقول إذا كانت $T \ll 1$ وهذا صحيح بشكل عام، عندها تعطى الإشارة المستقبلية $r(t)$ بالعلاقة (19.2)[5]:

$$\begin{aligned} r(0) &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n(0) \\ r(T) &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n(T) \end{aligned} \quad (19.2)$$

حيث $n(t)$ الضجيج الغاوسي الأبيض.

وبفرض أن القناة معروفة للمستقبل يمكن بعدها استخدام مخطط التجميع والتباين لإيجاد الخرج، كما هو مبين بالعلاقة (20.2)[5]:

$$\begin{aligned}
 y_1 &= h_1^* r(0) + h_2^* r(T) \\
 y_2 &= -h_2^* r(0) - h_1^* r(T) \\
 y_1 &= h_1^* (h_1 s_1 + h_2 s_2 + n(0)) + h_2^* (-h_1^* s_2 + h_2^* s_1 + n^*(T)) \\
 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n(0) - h_2^* n(T) \\
 y_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 + h_2^* n(0) - h_1^* n(T)
 \end{aligned} \tag{20.2}$$

ثم باستخدام مفكك ترميز بسيط يقوم بجمع العينيتين المستقبليتين $r(0)$ و $r^*(T)$ بشكل خطي وهو قادر على إلغاء تأثير التداخل المكاني كلياً، يمكن حساب نسبة الإشارة إلى الضجيج وفق العلاقة (21.2)[5]:

$$\begin{aligned}
 \gamma_{\Sigma} &= \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2)^2}{|h_1|^2 \sigma^2 + |h_2|^2 \sigma^2} \frac{\varepsilon_x}{2} \\
 &= \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2)}{\sigma^2} \frac{\varepsilon_x}{2} \\
 &= \frac{\sum_{i=1}^2 |h_i|^2}{\sigma^2} \frac{\varepsilon_x}{2}
 \end{aligned} \tag{21.2}$$

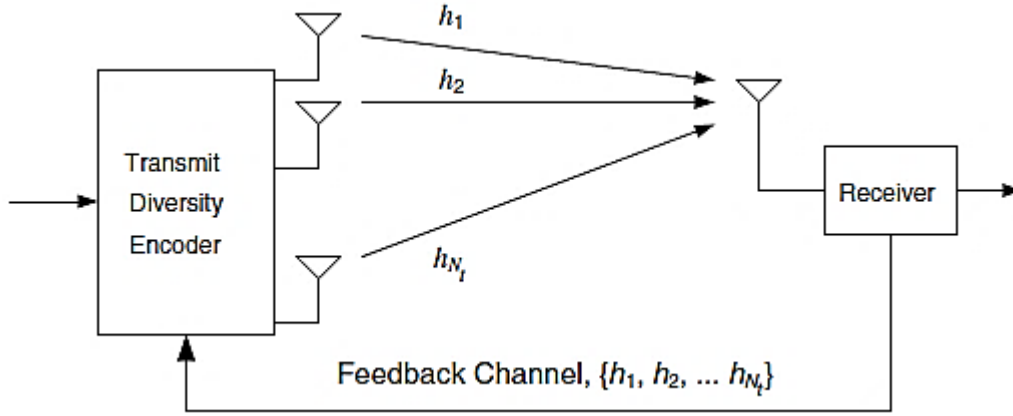
بالمقارنة مع المعادلة (1.17) نجد أنه نسبة الإشارة إلى الضجيج هنا مشابهة لمعادلة الربح لطريقة تجميع النسبة العظمى MRC، وللحفاظ على استطاعة الإرسال كما هي في حالة MRC يجب أن يملك كل هوائي استطاعة إرسال، وبالتالي تكون طاقة الإرسال الكلية لكل رمز بيانات هي ε_x ، ذلك من أجل ترميز كتلي زمكاني STBC أي $E|s_1|^2 = E|s_2|^2 = \varepsilon_x / 2$ حيث كل رمز يرسل مرتين.

2.3.2. التباين عند الإرسال ذو الحلقة المغلقة

Closed Loop Transmit Diversity

عند إضافة تغذية خلفية للنظام يملك المرسل إمكانية معرفة القناة بينه وبين المستقبل، وثمة ربح أساسي لكل حالة من حالات امتلاك معلومات عن حالة القناة Channel State Information(CSI) وبشكل خاص في تشكيل التجميع المكاني.

يبين الشكل (6.2) التباين عند الإرسال ذي الحلقة المغلقة، حيث يمكن للمستقبل أيضاً أن يملك هوائيات متعددة لكن نهمل ذلك هنا للتبسيط.



الشكل(6.2) التباين عند الإرسال ذو الحلقة المغلقة [5]

الفصل الثالث

التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

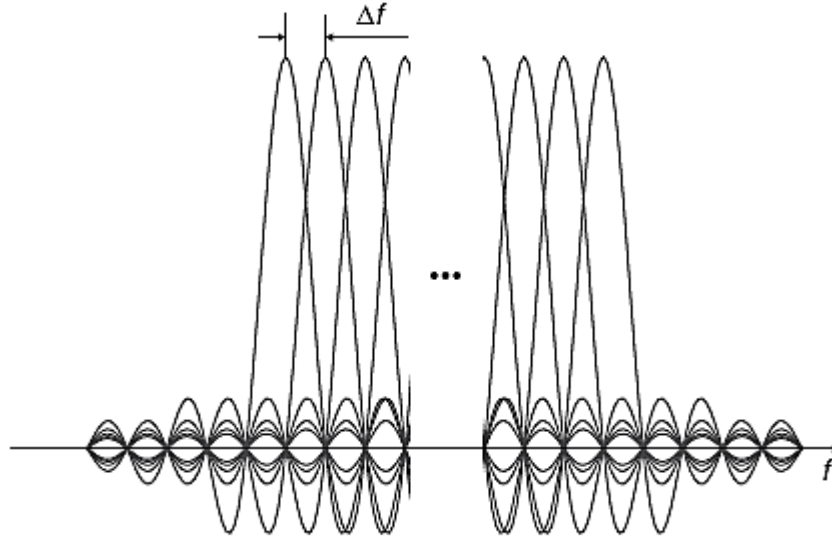
Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

1.3. أساسيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM Basics

التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (OFDM) Orthogonal Frequency Division Multiplexing تقنية مستخدمة على نطاق واسع لنقل الإشارات في القنوات انتقائية التردد frequency selective channels. وتستخدم هذه التقنية بشكل رئيسي مع الإرسال عريض المجال، وبخاصة في حالة الإرسال متعدد المسارات Multipath.

تتركز التطبيقات الحالية على معدلات البيانات العالية والإرسال عريض المجال، مثل البث (الإذاعة) الصوتي الرقمي (DAB) Digital Audio Broadcasting أو الإرسال التلفزيوني الرقمي Digital Video Broadcasting (DVB) يكون معدل الإرسال العالي للبيانات مطلوب و في بيئة مسارات متعددة. و يسمح التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد باستخدام شبكة تردد وحيدة Single Frequency Network (SFN) حيث أن البث الواحد يمكن أن يُرسل على نفس التردد باستخدام عدة مرسلات. ترسل البيانات في خط رقمي لامتناهٍ لمشارك (ADSL) Asymmetric Digital Subscriber Line بمعدل عالي جداً على كابل الأزواج المظفورة النحاسية. وتكمن المشكلة هنا في أن خصائص الخط تكون غير معروفة ويمكن أن تتغير بين المستخدمين.

تعتمد هذه التقنية على تقسيم عرض المجال الكامل للقناة إلى عدة قنوات جزئية sub-channels ثم نقل عدة إشارات ذات معدل منخفض نسبياً وذلك بتحميل كل إشارة جزئية على تردد حامل منفصل كما هو مبين في الشكل (1.3).



الشكل (1.3) الطيف الترددي من أجل N قناة لنظام OFDM يحوي على N حامل ترددي [7]

ومن ثم بدلاً من إرسال تدفق سريع للمعطيات يجري تقسيمها إلى مجموعة متوازية من التدفقات البطيئة وكل مجموعة تحمل على حامل منفصل.

ولتسهيل فصل الإشارات في جهة المستقبل بسرعة وسهولة كبيرتين يجري جعل الترددات الحاملة متباعدة بمسافات كبيرة نسبياً بحيث لا يتداخل الطيف ولا يتراكب مع بعضه، وبحيث تترك مناطق فراغ بالطيف بين الإشارات. أي أن الفعالية الطيفية spectral efficiency للنظام ستصبح منخفضة جداً. ولحل مشكلة فعالية عرض المجال وجدت تقنية التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM التي تستخدم لتعديل الإشارات على ترددات متعامدة متباعدة، وعلى مجالات ترددية مساوية لمعدل الإرسال وسهلة الفصل في جهة المستقبل.

يوفر هذا التباعد للحامل بهذه الطريقة أعلى وأمثل فعالية طيفية. وعلى الرغم من أن تقنية OFDM وجدت منذ عام 1960 لكنها لم تطبق بشكلها الفعلي حتى عام 1990 و يعود السبب الرئيسي في ذلك إلى المشاكل الكبيرة في الدارات الإلكترونية وتصميمها في ذاك الوقت، مثل مكونات الترددات الجانبية الزائفة الخطية للمكبرات [7].

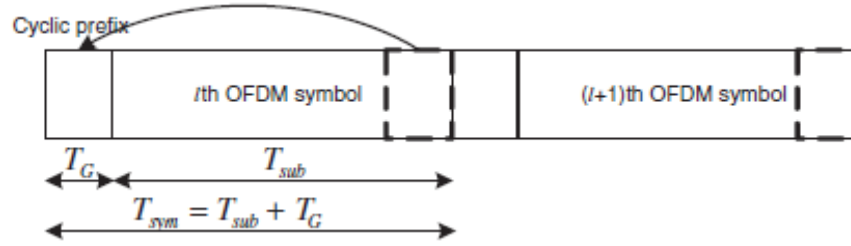
يمكن تلخيص محاسن نظام OFDM بالنقاط الآتية :

- استخدام أفضل للطيف الترددي المتاح.
- تم تقادي مشكلة المسارات المتعددة بواسطة مجال الحماية (Guard Interval (GI.
- تعدد الخدمات المنقولة وفق نفس الإشارة المعدلة وفق هذا التعديل بواسطة التشارك بالحوامل الفرعية.

2.3 توليد التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM Generation

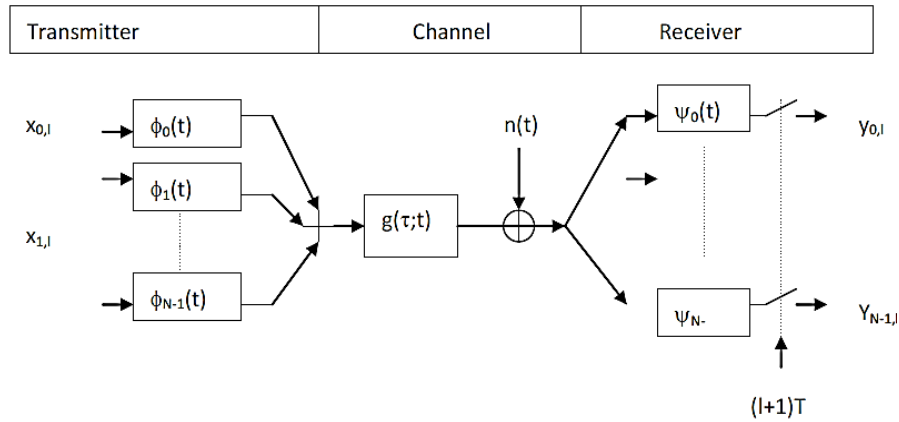
يتم أولاً اختيار الطيف المطلوب بناء على البيانات المدخلة ونظام التعديل المستخدم هو إما التعديل الرقمي بإزاحة الطور التربيعي QPSK أو التعديل الرقمي بإزاحة الطور الاثنائي BPSK أو التعديل المطالي التربيعي QAM، ثم يجري إسناد البيانات المراد نقلها لكل حامل مراد إنتاجه. و تحسب المطالات Amplitudes والأطوار phases للحوامل تبعاً لنوع التعديل المختار. وبعد ذلك يتم يحول الطيف المطلوب مرة أخرى إلى لمجال الزمني للإشارة وذلك بتطبيق أحد خوارزميات تحويل فورييه العكسي Inverse Fourier Transform (IFT) مثل تحويل فورييه العكسي السريع IFFT.

تتمثل الخطوة اللاحقة بإضافة مدة حماية guard period للرموز المراد إرسالها، بهذه العملية يجري ضمان متانة أعلى ضد ظواهر الانتشار متعدد المسارات. ويمكن تحقيق هذه الخطوة باستخدام مدة رمز طويلة والذي يؤدي بدوره إلى تقليل التداخل بين الرموز. ويمكن زيادة مستوى المتانة robustness بشكل أكبر من خلال إضافة مدة أمان احتياطية بين الرموز المتعاقبة. والطريقة الأكثر انتشاراً وفعالية للقيام بذلك هي إضافة ما يسمى بالبادئة الدوّارة Cyclic Prefix. والبادئة الدوّارة هي نسخة مكررة من الجزء الأخير من الرمز في نظام OFDM كما هو موضح بالشكل (2.3)، والتي ترفق إلى الرمز المراد إرساله. وهذا يجعل الإشارة المرسلّة دورية periodic ولا يؤثر على التعمدية بين الحوامل، كما أنه يمنع التداخل بين الرموز (تداخل الرموز البيني) ISI inter-symbol interference و يمنع التداخل بين الحوامل (تداخل الحوامل البيني) ICI inter-carrier interference.



الشكل (2.3) البادئة الدوّارة وهي نسخة من الجزء الأخير لإشارة OFDM [7]

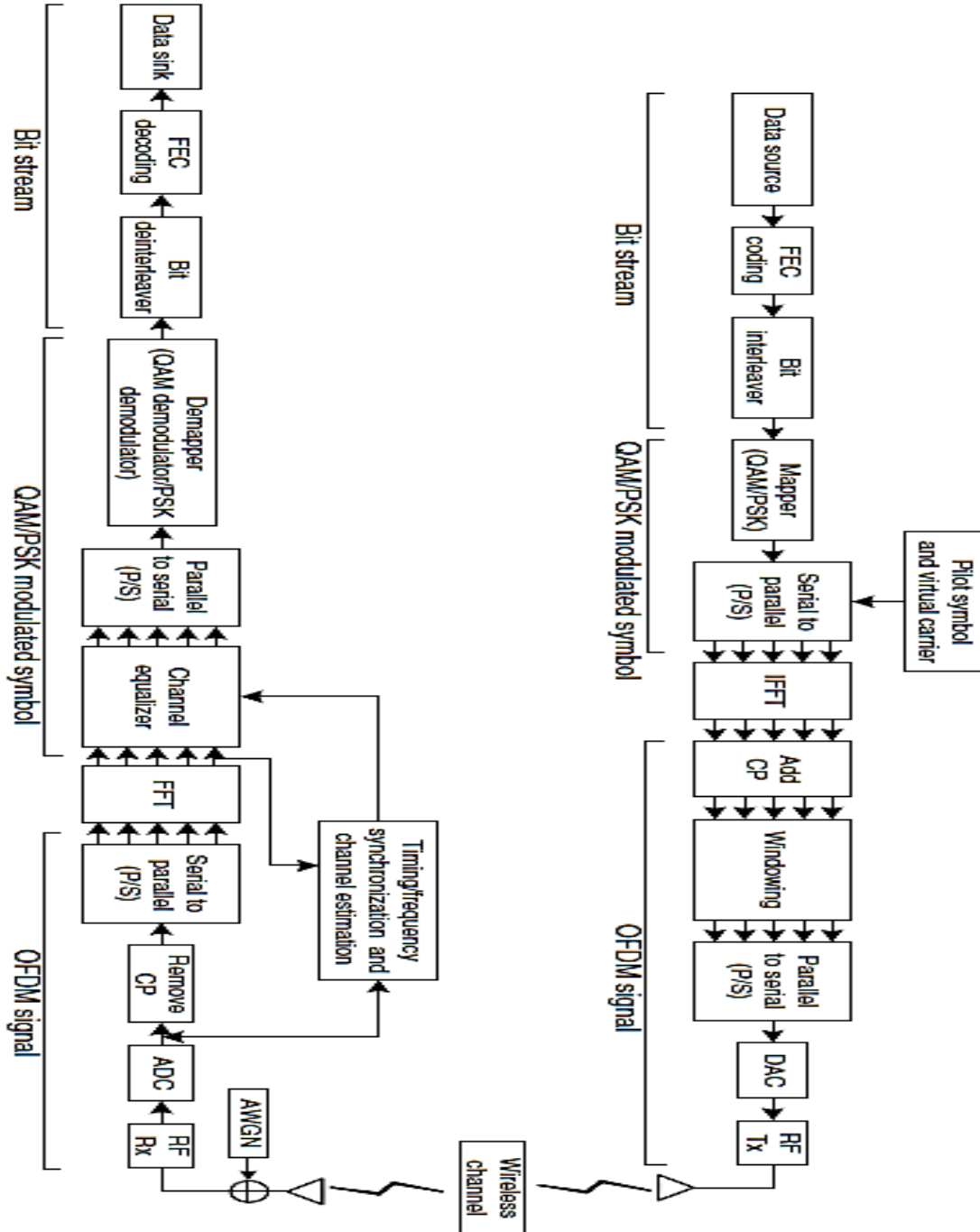
تخضع البادئة الدوّارة النظام إلى خسارة في نسبة الإشارة إلى الضجيج، ولكن التأثير عادة لا يذكر أو بالأحرى يُهمل بالمقارنة مع الفوائد في مقاومة التداخل. يبيّن الشكل (3.3) نموذج رياضي مطوّر للمجال القاعدي لنظام OFDM.



الشكل (3.3) المجال القاعدي لنموذج نظام OFDM [7]

3.3. نظام إرسال واستقبال OFDM

يبين الشكل (4.3) بنية نظام إرسال واستقبال في نظم الاتصالات التي تعتمد تقنية OFDM بحيث تتم معالجة البيانات على النحو الآتي [7]:



الشكل (4.3) نظام إرسال واستقبال OFDM [7]

- ترتب البيانات الآتية من الدخل في أشعة بعدد من العناصر مساوي إلى عدد الحوامل وذلك بعد تطبيق عمليات البعثرة Scrambling والتعديل Modulation، كل عنصر مركب بواسطة عدد من البتات المعتمدة على طريقة التعديل المستعملة في المرحلة اللاحقة. فعلى سبيل المثال إذا كنا نستعمل نظام ذو 1536 حامل باستخدام التعديل BPSK ستكون الأشعة مكوّنة من (1536) عنصر وكل منها سيحمل 1 بت.
- يمثل كل عنصر (مجموعة من البتات) رمز عقدي اعتماداً على أبجدية طريقة التعديل المستعملة، وعلى سبيل المثال فإنه مع تعديل (BPSK) تكون الأبجدية هي $\{+1; -1\}$.
- تطبق خوارزمية تحويل فورييه السريع العكسي (IFFT) لإعطاء شعاع من العينات الحقيقية
- يضاف مجال الأمان إلى بداية الشعاع وذلك بتكرار العناصر الموجودة في النهاية .
- ومن الضروري للحد من عرض المجال تطبيق تابع النافذة windowing على الإشارة، وأكثر النوافذ استخداماً هو raised cosine .
- بعد ذلك تعبر الإشارة القناة المنمذجة بواسطة نظام خطي مع استجابة ترددية $c(t)$ مضافاً إليها الضجيج الغوسي.
- ترتب الإشارة ثانية في المستقبل في أشعة (تحويل تسلسلي / تفرعي) ويحذف فاصل الأمان.
- يحسب تحويل فورييه السريع (FFT) لاسترجاع شعاع الرموز العقدي المرسل.

4.3. الفعالية الطيفية لنظام OFDM

يقسم المجال الترددي B لإشارة OFDM على N حامل جزئي بتباعد بين هذه الحوامل يساوي $\Delta f = 1/T_{sym}$ حيث T_{sym} هو زمن الرمز أي أن $B = (N+1)\Delta f$.
 بفرض T_{cp} هو زمن البادئة الدورية CP المضافة في نهاية كل رمز، يعطى معدل الإرسال في كل قناة جزئية بالعلاقة (1.3) [20] :

$$R_{sub} = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_{sym} + T_{CP}} \text{ sym/sec} \quad (1.3)$$

ويعطى معدل الإرسال الكلي بالعلاقة (2.3)[20]:

$$R = NR_{\text{sub}} = \frac{N}{T_{\text{sym}} + T_{\text{CP}}} \text{ sym/sec} \quad (2.3)$$

وبالتالي تعطى الفعالية الطيفية لمنظومة OFDM بالعلاقة (3.3)[20]:

$$\begin{aligned} \xi = \frac{R}{B} &= \frac{N/(T_{\text{sym}} + T_{\text{CP}})}{(N + 1) \cdot \Delta f} = \frac{N/(T_{\text{sym}} + T_{\text{CP}})}{(N + 1)/T_{\text{sym}}} = \frac{NT_{\text{sym}}}{(N + 1)(T_{\text{sym}} + T_{\text{CP}})} \\ &= \frac{1}{1 + 1/N} \frac{1}{1 + T_{\text{CP}}/T_{\text{sym}}} \text{ sym/sec/Hz} \end{aligned} \quad (3.3)$$

في الحالة العملية يكون $N \gg 1$ وفي حال كان لدينا $T_{\text{CP}} \ll T_{\text{sym}}$ فإن الفعالية الطيفية لمنظومة OFDM تساوي 1sym/Hz فإذا كان نمط التعديل المستخدم في المجال القاعدي عبارة عن MQAM أو MPSK مثلاً فإن الفعالية الطيفية للنظام تعطى بالعلاقة (4.3)[20]:

$$\xi = \log_2(M) \text{ bit/sec/Hz} \quad (4.3)$$

حيث $M=2^k$ ، و k يمثل عدد البتات في الرمز (رموز MQAM أو MPSK) كما هو مبين بالعلاقة (2.4) فإن إضافة البادئة الدوّارة تسبب انخفاض في الفعالية الطيفية لنظام OFDM بالمقدار $\frac{1}{1+T_{\text{CP}}/T_{\text{sym}}}$ ، ولكن نظراً للزيادة في طول الرمز T_{sym} (مقارنة بنظام تعديل ذو حامل واحد له الفعالية ذاتها) فإنه غالباً ما يكون $T_{\text{CP}} \ll T_{\text{sym}}$ (وهي الحالة السائدة في القنوات ذات زمن بعثرة delay spread صغير كما في حالة الشبكات اللاسلكية الداخلية)، ومن ثم فإن الانخفاض في الفعالية نتيجة إضافة البادئة الدوّارة غالباً ما يكون صغيراً.

5.3. المشاكل التي يعاني منها التعديل (OFDM)

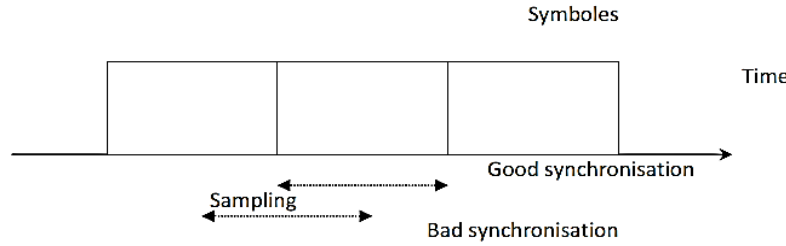
1.5.3. مشاكل في التعامد Orthogonality

إن توافر عدة حوامل هي ميزة مفيدة عندما تكون هذه الحوامل متعامدة رياضياً. ولكن تحقيق هذا التعامد يتطلب تعقيداً حسابياً إضافياً. يتم الحصول على التعامد بواسطة (IFFT) عن طريق الحساب

العددي، حيث يمكن أن يغير الخطأ في الحساب قليلاً من المسافة بين الحوامل المتجاورة ويؤدي إلى إفشال التعامد لكامل المنظومة في هذه الحالة فإن OFDM يفقد كفاءته.

2.5.3. مشكلة التزامن synchronization

إحدى المشاكل في المستقبل هي أخذ عينات الإشارة القادمة بشكل صحيح، وإذا تمت هذه المعالجة لسلسلة عينات خاطئة فإن تحويل فورييه السريع لن يستعيد البيانات المستلمة على الحوامل. تكون المشكلة أكثر تعقيداً عندما يكون المستقبل بحالة عمل. ولذلك نحن بحاجة لزامن في التوقيت. إذا كانت الإشارة المرسله دورية مع الزمن، كما يتطلب التطبيق الصحيح لعملية (FFT)، فإن تأثير الإزاحة الزمنية يتمثل بتعديل طور كل الحوامل بقيمة معروفة ويبين الشكل (5.3) أثر مشكلة التزامن.



الشكل (5.3) أثر مشكلة التزامن [20]

على أية حال فإن الإشارة لن تكون مكررة كثيراً، وسوف تتم معالجة الشكل الرياضي كما لو أن الإشارة كانت تكرارية، لكن مع اختيار رموز مختلفة، ثم إرسالهم الواحد تلو الآخر، فإن تأثير الإزاحة الزمنية يمكن أن لا يقتصر على إزاحة طورية، ولكن أيضاً التسبب بتداخل بين الرموز المتجاورة. يمكن أن يسبب هذا التداخل أخطاء في الاستقبال، ولتجنب هذه المشاكل، ترسل أكثر من سلسلة عينات زمنية كاملة لتحسين التوقيت مما يتطلب بيانات إضافية لمجال الأمان، وهذا يتم عن طريق تكرار السلسلة حسب طول ذاكرة القناة التي تطلبها العينات الأخيرة من سلسلة البيانات، وبزيادة مجال الأمان تزيد الحماية للنظام إلا أن فاصل الأمان هذا لا ينقل أي معلومة مفيدة مما يسبب ضياع في استطاعة الإشارة.

إحدى التقنيات المستخدمة للحصول على تزامن جيد يكون بإضافة عينة فارغة (عينة صفرية) بين كل رمز (OFDM).

3.5.3. نسبة الاستطاعة الذروة إلى الاستطاعة المتوسطة

Peak to Average Power Ratio (PAPR)

عندما تتراكب أطوار الحوامل الفرعية المختلفة تتشكل قمم كبيرة عندها سوف يضاف إلى منظومات OFDM تعقيداً هاماً يدعى نسبة الاستطاعة الذروة إلى الاستطاعة المتوسطة PAPR، وهي معرفة لكل إشارة (OFDM) خلال المدة الزمنية $[n, n+T_s]$ بالعلاقة (5.3)[20]:

$$\chi_n = \frac{\max_{t \in [n, n+T_s]} |x(t)|^2}{\int_n^{n+T_s} |x^2(t)| dt} \quad (5.3)$$

ومن أجل الإشارات المنقطعة تعطى النسبة بالعلاقة (6.3)[20]:

$$\chi_n = \frac{\max_k |x_n[k]|^2}{E\{|x_n[k]|^2\}} \quad (6.3)$$

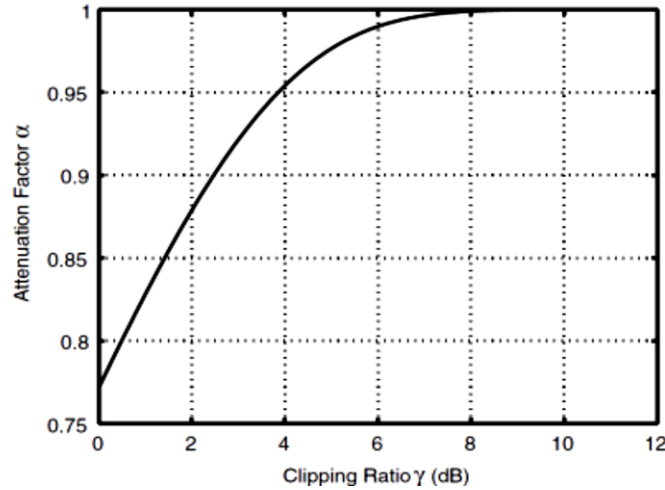
يمكن أن تملك أنظمة OFDM قيماً عالية جداً من أجل مجموعة من عينات دخل محددة تسبب تحميل إضافي للخصائص اللاخطية للأنظمة، مما يسبب تعديلات بينية عبر الحوامل المختلفة وإشعاع غير مرغوب خارج المجال الترددي.

هناك تقنيات مختلفة مقترحة لتخفيض هذه النسبة في إشارات OFDM، لكن ذلك التخفيض غير فعال دائماً لأن النسبة PAPR و النسبة SNR تكون مرتبطة مع بعضها بشكل وثيق، وهذا سيكون محور الدراسة في هذه الأطروحة لاختيار التقنية التي تحقق أفضل أداء ممكن.

4.5.3. تأثير القص CLIPPING على إشارات OFDM

عندما تكون قيمة PAPR عالية للإشارات المرسل، يمكن أن تسبب المضخمات قص لذرى الإشارات بطريقة ما، يمكن أن يعدّ القص كقمم لإشارة الدخل يجري اقتصاصها عبر المضخمات، ويؤدي القص إلى انعدام الإشعاع للمجال وإلى تداخل الرموز البيني (ISI) بين الحوامل الفرعية، ولكي نتجنب هذه التأثيرات غير المرغوبة والتي تخفض من أداء OFDM يجري باستعمال مضخمات ذات مجال ديناميكي أكبر أو محاولة تخفيض النسبة PAPR بطريقة أو بأخرى، إلا أن الحل الأول

مكلف وبالتالي فإن الحل الثاني هو الأكثر استخداماً ويبين الشكل (6.3) معامل التوهين بدلالة معامل القص .



الشكل (6.3) الشكل معامل التوهين بدلالة نسبة القص [15]

5.5.3. ضجيج الطور Phase noise

يمكن أن يضيف المهتز المحلي في طرف الاستقبال ضجيج طوري لإشارة OFDM، حيث أن ضجيج الطور هذا يمكن أن يملك تأثيرين هما:

- خطأ الطور المشترك (CPE) Common Phase Error الناتج عن دوران كوكبة Constellation الإشارة

- التداخل بين الحوامل (ICI) Inter Carrier-Interference، وذلك بشكل مشابه لإضافة الضجيج الغوسي.

أظهرت الدراسات المتعلقة بهذه المشكلة بعد القيام بتحليلات على تأثيرات ضجيج الطور في إشارة OFDM أن خطأ الطور المشترك CPE يظهر على كل الحوامل، وفي الحقيقة فإن كوكبة الإشارة ضمن الرمز المعطى خاضعة لنفس الدوران بالنسبة لكل الحوامل، وهذا التأثير يمكن أن يصحح باستعمال إشارة مرجعية موجودة ضمن نفس الرمز.

كما أنه من الصعب جداً التغلب على التداخل بين الحوامل (ICI) Inter Carrier Interference نتيجة الضجيج الجمعي والذي يأخذ قيم مختلفة بين الحوامل وهذا الاختلاف يمكن أن يترجم كخسارة في خاصية التعامد.

6.5.3. الخطأ الترددي Frequency error

يمكن أن يكون نظام OFDM خاضع لنوعين من الأخطاء الترددية هما:

- الإزاحة الترددية التي يمكن أن تحدث بسبب الخطأ في تردد المهتز (المذبذب) المحلي local oscillator.

- الخطأ في تردد ساعة المستقبل الرئيسية (الذي سوف يسبب مبالغة للحوامل المكشوفة لتكون مختلفة عن تلك المرسل).

وقبل إيجاد الحلول لتلك المشاكل يحتاج مصمم النظام لتحديد الخطأ الترددي المسموح وكيف تؤثر تلك الأخطاء على الإشارة المستلمة.

بتحليل كل من هذه الأخطاء وتبين أن تأثير الإزاحة الترددية على معظم الحوامل متساوي وهي تؤثر بشكل منخفض على حافة الحامل، كما أن التداخل بين الحوامل (ICI) الناتج عن إزاحة ترددية ثابتة مطلقاً يزداد بزيادة عدد الحوامل، مع بقاء عرض مجال النظام ثابتاً. وبالنسبة للخطأ في تردد ساعة المستقبل فهو يسبب عدم تساوي الحوامل (الحامل المركزي يعاني قليلاً بينما التأثير الأسوأ يكون على الحامل القريب منه لكن ليس ذلك المتموضع على الحافة). في قسم الاستقبال من المهم جداً تمييز نقطة البداية لتحويل فورييه السريع (FFT) لتقادي فك التعديل الخاطئ. ولذلك فإن التزامن يجب أن يكون دقيقاً، وهذا ما يفسر استعمال رموز خاصة (دليل) للترزامن في الإرسال. إن تصميم أجهزة الإرسال والاستقبال يكون مهم بسبب القيمة العالية لنسبة PAPR والتي تسبب فقد للإشارة إذا كان المجال الديناميكي للمضخمات والمبدلات ليس كافٍ بشكل كبير. حيث أن OFDM حساس جداً لانزياح التردد الحامل، مثل و تسبب هذه الانزياحات بشكل رئيسي عدم استقرار مهتزازات المستقبل المحلي وتأثير دوبلر عند تحرك طرفية المستخدم.

6.3. العلاقة بين التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد والأنظمة متعددة الدخل والخرج

MIMO-OFDM Relation

تقوم منظومات تعدد الدخل والخرج MIMO بالتمهيد للجيل القادم من الاتصالات اللاسلكية. فواحدة من التطبيقات العملية في هذا المجال هي الشبكات اللاسلكية المحلية Wireless Local Area Networks

(WLANs). يستخدم للشبكات اللاسلكية المحلية WLANs المعيارين IEEE 802.11a و IEEE 802.11g،
واللذان يستندان إلى التجميع باقتسام التردد OFDM.

يمكن الحصول معدل بتات أعلى من أي وقت مضى في النماذج السابقة استناداً إلى MIMO- Space-division multiplexed (SDM). هذا الدمج الواعد MIMO-OFDM سيؤدي لتحسين بمعدل البتات مع
مردود طيفي عالي وممانعة ضد الخفوت ذي الانتقائية الترددية frequency-selective fading والتداخل
ضيق المجال narrowband interference .

1.6.3 ماهية دمج التقنيات بين MIMO و OFDM

إن الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO قابلة للتطبيق على جميع تقنيات الاتصالات اللاسلكية،
كما أن الدمج بين الأنظمة MIMO والتعديل OFDM له المحاسن الآتية :
- إن التعديل OFDM متلائم مع الانتشار متعدد المسارات Multi Path Propagation في الأنظمة
اللاسلكية.

- إن طول الإطارات في تعديل OFDM محدد عن طريق مجال الأمان (GI) Guard Interval.
- مجالات الأمان هذه تحد من التأخير الأعظمي للمسار maximum path delay وبالتالي توسيع
مساحة التغطية للشبكة.
- إن التعديل OFDM هو نظام عريض المجال مع حوامل فرعية ضيقة المجال narrowband sub-carriers كما أن النموذج الرياضي للقناة MIMO مبني على أساس القناة ضيقة المجال وبدون
انقواء ترددي .

إن تأثير ظاهرة الخفوت Fading في الأنظمة عريضة المجال عادة ما يحدث عند ترددات معينة ويسبب
التداخل بين بعض الحوامل الفرعية، كما توزع البيانات المراد إرسالها على كافة الحوامل الفرعية لذلك فإن
عدد قليل جداً من البتات يمكن أن يفقد ويمكن معالجة هذه المشكلة باستخدام ترميز تصحيح الخطأ نحو
الأمم (FEC) Forward error corection.

تحقق تقنية OFDM عند دمجها مع MIMO في النظام متعدد المسارات الأداء المتين وأيضاً تزود النظام
إضافة لصفة المتانة بفعالية عالية للطيف الترددي المستخدم وسهولة في توسيع أبعاد المجال الزمني
لترميز الكتلي الزمكاني (STBC) Space time block code عبر عدة حوامل وهذا ما يعطي بالنتيجة نظام
قوي ومتين بنفس الوقت.

2.6.3. معايير أنظمة OFDM-MIMO

إن موضوع توحيد المعايير مهم من أجل معرفة أي من التقنيات المدروسة نظرياً هي فعلاً قابلة للتطبيق حيث قامت منظمة IEEE بوضع الأساسيات لأول شبكة لاسلكية عام 1977 وبعد ذلك تبعتها العديد من المعايير الإضافية من أجل الأنظمة اللاحقة.

يلخص الجدول (1.3) معايير بعض أنظمة MIMO التي تعمل مع ال OFDM حيث أن (كما ذكرنا سابقاً) محاسن OFDM ناشئة عن ارتباطه مع أنظمة MIMO .

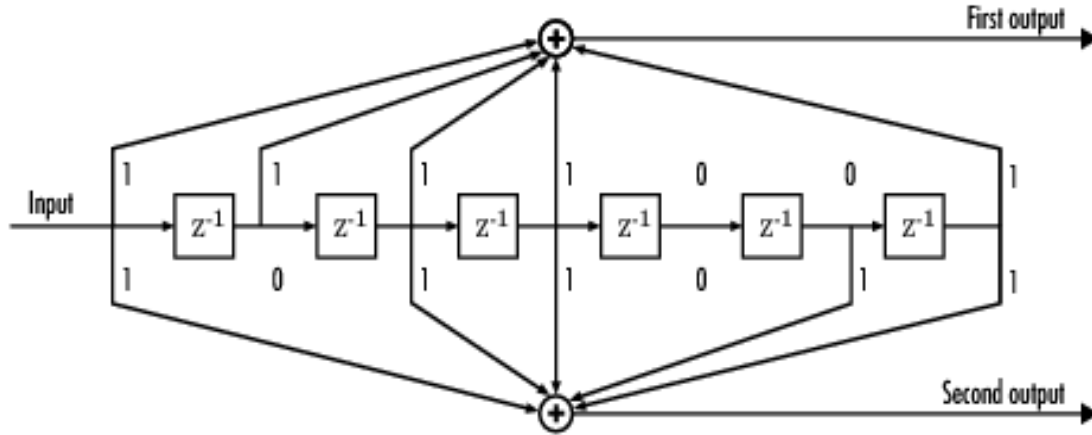
الجدول(1.3) بعض معايير منظمات تعدد المداخل والمخارج[8]

Standard	Technology
WLAN 802.11n	OFDM
WiMAX 802.16-2004	OFDM/OFDMA
WiMAX 802.16e	OFDMA
3GPP Release 8 (LTE)	OFDMA
802.20	OFDM
802.22	OFDM

7.3. ترميز البيانات (ترميز الطي)

إن عملية الترميز هي عملية حماية للمعطيات من أخطاء الإرسال حيث تساعد هذه العملية على كشف البت الذي حدث فيه الخطأ وتعطي إمكانية تصحيح عدد من البتات الخاطئة مما يقلل أخطاء الإرسال ويؤدي إلى خفض معدل خطأ البت BER ولكن تؤدي هذه العملية إلى زيادة في طول سلسلة المعطيات حيث يضاف إلى كل كتلة من المعطيات الفعليّة بتات إضافية

هي بتات الترميز الذي يفيد في عملية التصحيح، ويبين الشكل (7.3) بنية مرمز مؤلف من 6 سجلات.



الشكل (7.3) بنية مرمز مؤلف من 6 سجلات [9]

سنقوم بشرح عملية الترميز بواسطة المرمز المعطى بالشكل (7.3) مع التتويه أنه قد تم استخدام نفس المرمز بالمحاكاة التي أجريناها حيث نلاحظ أنه يحتوي على 6 سجلات وبت الدخل الحالي ليصبح ثمة 7 بتات من أجل المعالجة، وبالتالي يتوجب في البداية معرفة التأخير على دخل المرمز وهو في هذا المثال 7 بتات أي أن عملية الترميز تبدأ بعد وصول 7 بتات، ويمكن القول أن هذه الخوارزمية تعالج كل 7 بتات بشكل منفصل، وفعالية الترميز هنا هي 2/1 أي أن كل بت دخل يقابله بتان في الخرج أي أن طول السلسلة المرمزة سوف يتضاعف.

و يوضح الشكل (7.3) كيفية الحصول على كل من البتين المكافئين لبت الدخل وبعطى البت الأول بالعلاقة (7.3)[9]:

$$b_0 = input_1 * 1(xor)input_2 * 1(xor)input_3 * 1(xor)input_4 * 1(xor)input_7 \quad (7.3)$$

أما البت الثاني فنضرب بتات الدخل السبعة بالأرقام الموافقة وهي إما واحد أو صفر وتجرى عملية XOR كما موضح بالشكل (7.3).

إذا للحصول على البت الأول يجب ضرب سلسلة الدخل بالرقم 1111001 وهي تكافئ الرقم العشري 171 بالنظام الثماني أما للحصول على البت الثاني يجب ضرب بتات الدخل 1011011 وهي تكافئ الرقم 133 بالنظام الثماني.

ويجدر بالذكر أنه يجري فك هذا الترميز باستخدام خوارزمية فيتربي [9] Viterbi .

الفصل الرابع

نسبة الاستطاعة الذروة إلى الاستطاعة المتوسطة

Peak to Average Power Ratio
(PAPR)

تمتلك إشارات OFDM نسبة استطاعة ذروة إلى استطاعة متوسطة أعلى منها في حالات الإشارات وحيدة الحامل، والسبب هو أنه في المجال الزمني تكون الإشارة المتعددة الحوامل عبارة عن مجموع عدة إشارات ضيقة المجال، وفي بعض الأحيان يكون هذا المجموع كبيراً وأحياناً أخرى صغيراً مما يجعل قيمة القمة أكبر من القيمة المتوسطة.

تعدّ نسبة PAPR العالية من أحد أهم التحديات التي تواجه عملية التنفيذ لأنها تقلل من الكفاءة وتزيد تكلفة مكبر الاستطاعة الراديوي والذي يعدّ من أكثر المكونات تكلفة في الاتصالات الراديوية. فعند إرسال إشارة ذات قمة عالية عبر جهاز لاخطي مثل مكبر الاستطاعة العالي HPA أو المبدل الرقمي/التماثلي DAC، سيولد هذا استطاعة أو إشعاع خارج المجال وتشويه داخل المجال الأمر الذي يؤثر على أداء النظام بشدة.

اقترحت عدة خوارزميات بهدف التخفيف من التغيرات الحادة في مطال إشارة OFDM، بعض هذه الخوارزميات تطبق قبل مرحلة التعديل بواسطة أنواع خاصة من الترميز التي تخفف احتمال تراكم إشارات الحوامل المتعددة بتوافق في الصفحة مما يخفف احتمال ظهور الذرى العالية في الإشارة، و يقبل البعض الآخر من التقنيات بتشوهات لاخطية في الإشارة ويعوض عن هذه التشوهات بالترشيح وترميز مصحح الخطأ Error Correction Code عالي الفعالية.

بينما تعتمد مجموعة أخرى من التقنيات إلى حذف هذه الذرى في الإشارة بالمجال الزمني بواسطة إضافة إشارة أخرى ذات ذرى معاكسة في الصفحة.

تحقق جميع التقنيات السابقة جزءاً من الهدف المنشود مقابل زيادة في تعقيد النظام سواء في المرسل أو المستقبل أو الاثنين معاً، أو مقابل انخفاض في الأداء للنظام كمعدل البت مثلاً.

1.4. التعبير الرياضي

لنفترض أن كتلة من المعطيات طولها N يمثل بالشعاع $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$. وتكون الفترة الزمنية لأي رمز X_k في كتلة المعطيات T وتمثل أحد الحوامل الجزئية $\{f_n, n = 0.1 \dots N - 1\}$ ، بما أن الحوامل الجزئية التي اختيرت لإرسال الإشارة متعامدة بين بعضها البعض، لذلك يكون لدينا $f_n = n\Delta f$ حيث $n\Delta f = 1/NT$ و NT هي الفترة الزمنية لكتلة المعطيات OFDM والذي عبرنا عنه بالرمز X .

يعطى الشكل العقدي لكتلة المعطيات OFDM المرسل بالعلاقة (1.4)[25]:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq NT, \quad (1.4)$$

وبالتالي تعطى النسبة PAPR للإشارة المرسله بالعلاقة (2.4) [25]:

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t < NT} |x(t)|^2}{1/NT \int_0^{NT} |x(t)|^2 dt} \quad (2.4)$$

إن إنقاص $\max|x(t)|$ هو الهدف الأساسي في تقنيات إنقاص النسبة PAPR، وبما أن الإشارة المقطعة في المجال الزمني يتم التعامل معها في معظم الأنظمة المستخدمة، فإن أغلب تقنيات إنقاص هذه النسبة تم تصميمها للتعامل مع المطالات المختلفة لعينات الإشارة $x(t)$.

2.4. تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي

Cumulative Distribution Function (CDF)

إن تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي CDF هو واحد من أكثر المحددات استخداماً بشكل أساسي لقياس مدى فعالية التقنية المدروسة والمستخدمه لإنقاص نسبة PAPR . ولكن عادة ما يتم استبدال هذا التابع بتابع التوزيع الاحتمالي التراكمي المكمل Completed Cumulative Distribution Function (CCDF) والذي يساعد في إيجاد احتمال أن تكون نسبة PAPR لكتلة معطيات معينة أن يتجاوز عتبة محددة.

يعطى تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي بالعلاقة (3.4) [25]:

$$F(z) = 1 - \exp(-z) \quad (3.4)$$

ومن ثم يعطى تابع التوزيع التراكمي الاحتمالي المكمل للنسبة PAPR من أجل كتلة المعطيات والذي يمكننا من مقارنة فعالية تقنيات الإنقاص بالعلاقة (4.4)[25]:

$$\begin{aligned} P(PAPR > z) &= 1 - P(PAPR \leq z) \\ &= 1 - F(z)^N \\ &= 1 - (1 - \exp(-z))^N \end{aligned} \quad (4.4)$$

3.4. معايير اختيار خوارزمية إنقاص النسبة PAPR

هناك العديد من العوامل التي يجب أن تؤخذ بالحسبان عند اختيار خوارزمية معينة لإنقاص النسبة PAPR من أهمها:

1.3.4. فعالية إنقاص PAPR

يعدّ هذا العامل الأكثر أهمية في اختيار خوارزمية إنقاص PAPR وخاصة في النظم ذات المجال الديناميكي الصغير قياساً بتغيرات الإشارة متعددة الحوامل، ولكن يجب الانتباه إلى أن بعض التقنيات ذات الفعالية في إنقاص هذه النسبة، لديها العديد من الآثار السلبية فمثلاً يزيل اقتطاع الإشارة جميع الذرى في المجال الزمني، ولكنه يسبب تشوهات داخل مجال الإشارة In-Band Distortion .

2.3.4. زيادة استطاعة الإشارة المرسلة

تتطلب بعض تقنيات إنقاص النسبة PAPR زيادة في استطاعة الإشارة المرسلة، عندما توضع شروط على استطاعة الإشارة المرسلة بالمقارنة مع استطاعتها قبل تطبيق الخوارزمية فإن هذا العامل يكون على درجة عالية من الأهمية

3.3.4. ارتفاع معدل خطأ البت في المستقبل

وهو من العوامل البارزة ويرتبط بشكل وثيق بضرورة زيادة استطاعة الإشارة المرسلة، حيث قد تتطلب المحافظة على معدل خطأ بت ثابت بعد تطبيق إحدى الخوارزميات زيادة في استطاعة الإشارة المرسلة، لأن هناك ارتفاعاً في معدل الخطأ يمكن أن يحدث عند تطبيق إحدى الخوارزميات من أجل استطاعة ثابتة للإشارة الرسلة.

4.3.4. انخفاض معدل نقل البيانات

تتطلب بعض الخوارزميات تخفيضاً في معدل نقل المعطيات فعلى سبيل المثال في خوارزمية حجز النغمات يجري حجز جزء من الحوامل لإنقاص النسبة PAPR وهي لاتحمل معلومات مما يؤدي إلى انخفاض في معدل نقل البيانات.

5.3.4. تعقيد الحسابات

تعقيد النظام وعدد الحسابات اللازمة لتنفيذ الخوارزمية هو أحد أكثر العوامل أهمية لتأثيره على عدة عوامل أخرى كمعدل نقل المعطيات وفعالية إنقاص PAPR، حيث أنه غالباً ماتكون الخوارزميات ذات التعقيد المرتفع أكثر فاعلية في إنقاص هذه النسبة، ولكنه في المقابل قد يخفض من معدل نقل المعطيات نتيجة الزمن اللازم للحسابات

4.4. تقنيات إنقاص النسبة PAPR

1.4.4. إنقاص النسبة PAPR بوجود تشويه في الإشارة

من أبسط الطرائق التي يمكن اعتمادها لإنقاص النسبة PAPR في إشارات OFDM هي اقتطاع الإشارة عند تجاوز مطالها عتبة محددة، يمكن تنفيذ عملية الاقتطاع بالمجال الزمني المتقطع قبل المحول الرقمي/التماثلي DAC أو بتصميم المحول الرقمي التماثلي ومضخم الاستطاعة وفق حد إشباع أقل من المجال الديناميكي للإشارة .

هذه الطريقة واسعة الانتشار رغم أنها تسبب ارتفاعاً في معدل الخطأ وزيادة في طيف الإشارة ويجري حذف المركبات الترددية خارج عرض مجال الإشارة بواسطة مرشح يطبق عادة قبل المضخم لارتفاع تكلفة الترشيح بعد المضخم كما يمكن تخفيف الإشعاع خارج طيف الإشارة بواسطة تنعيم عملية القطع باستخدام نافذة قطع زمنية Clip Windowing لكن ذلك يزيد من معدل خطأ البت.

على الرغم من أن معظم الخوارزميات يمكنها أن تنقص عرض المجال، لكن لا يوجد أي خوارزمية لحل مشكلة ارتفاع معدل الخطأ من أجل أي نوع من القنوات، في الغالب يجري رفع معدل المعطيات وتعويض الارتفاع في معدل الخطأ بواسطة استخدام ترميز تصحيح خطأ مقابل هبوط في معدل نقل المعطيات الفعلية وزيادة في تعقيد المرسل/مستقبل.

وبناء على ماسبق يمكن أن نصنف طرائق إنقاص PAPR مع تشويه في الإشارة إلى :

- إنقاص PAPR باستخدام القص Clipping
- إنقاص PAPR باستخدام تطبيق النافذة على الذروة Peak windowing

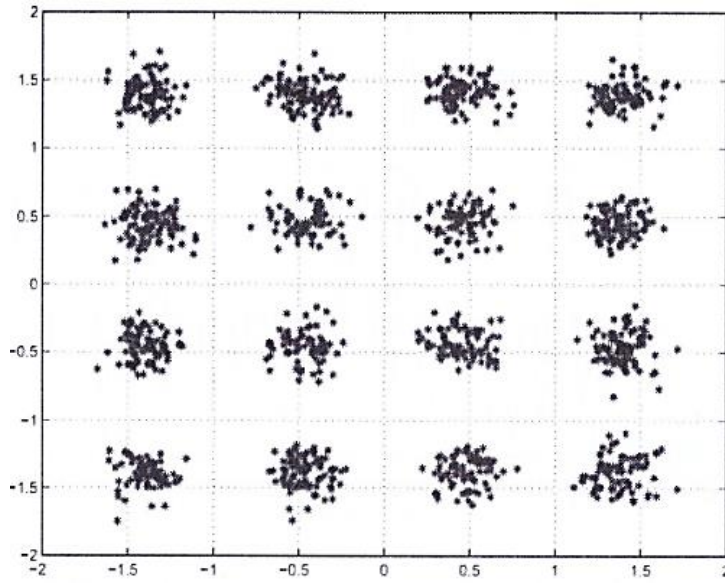
1.1.4.4. إنقاص PAPR باستخدام القص

حيث يجري تنفيذ عملية القص باستخدام المحدد المعتدل (اللين) Soft Limiter وهو أحد النماذج المستخدمة بشكل شائع للتعبير عن اللاخطية لكل من المبدل الرقمي/التمائلي، أو التماثلي/الرقمي وكذلك لمكبر الاستطاعة، حيث يعطى الخرج بدلالة الدخل بالعلاقة (5.4) [5]:

$$\tilde{x}_n = \begin{cases} x_n & (|x_n| < A) \\ Ae^{j\arg\{x_n\}} & (|x_n| \geq A) \end{cases} \quad (5.4)$$

وفيها A تمثل عتبة القص (مستوى الإشباع).

ويبين الشكل (1.4) تأثير عملية القص على رموز كوكبة التعديل 16QAM [15].



الشكل (1.4) تأثير عملية القص على رموز كوكبة التعديل 16QAM [15]

كما تعطى نسبة القص بالعلاقة (6.4) [15]:

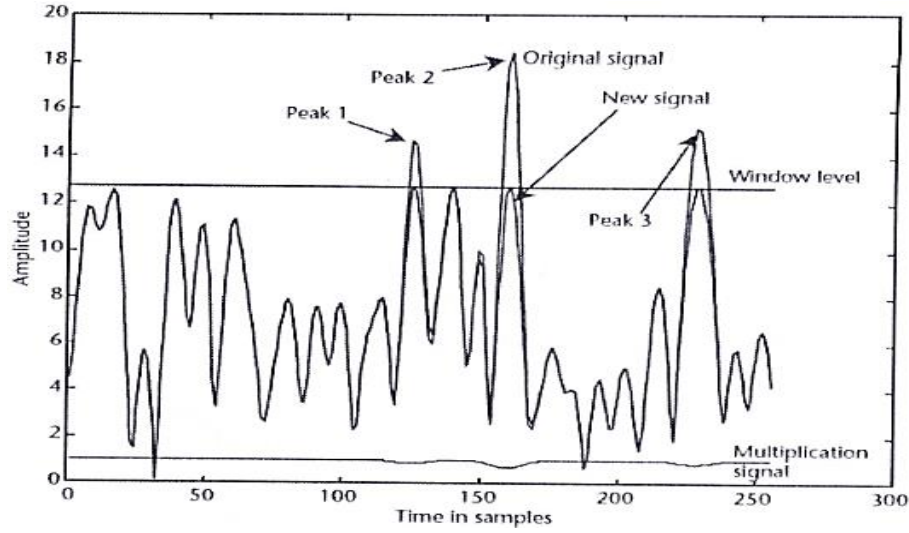
$$\gamma = \frac{A}{\sqrt{P_{in}}} \quad (6.4)$$

وفيها تمثل P_{in} الاستطاعة المتوسطة لإشارة دخل المحدد المعتدل.

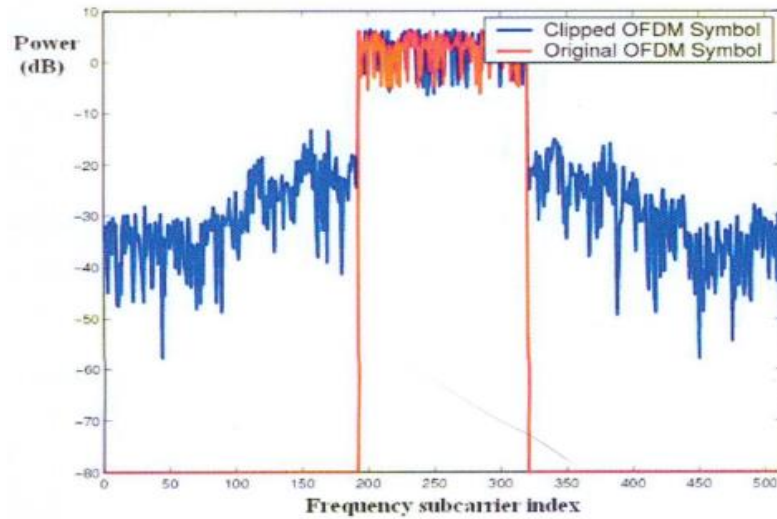
إن عملية القص ستتقصر من استطاعة الخرج والتي يمكن حسابها من العلاقة (7.4)[15]:

$$P_{out} = (1 - e^{-\gamma^2})P_{in} \quad (7.4)$$

تسبب عملية القص إشعاع الاستطاعة خارج المجال ولتبسيط هذا المفهوم تشبه عملية القص بأنها ضرب لإشارة OFDM بتابع النافذة المستطيلة ذات المطال الواحد كما هو مبين بالشكل (2.4). وعند التحويل للمجال الترددي، ستتحوّل عملية الضرب إلى طي بين طيف إشارة OFDM وطيف إشارة تابع النافذة ذو معامل الانحدار البطيء لنحصل على طيف موسّع يمثل الإشعاع خارج المجال كما هو مبين في الشكل (3.4).



الشكل (2.4) تطبيق النافذة المستطيلة على إشارة OFDM [11]



الشكل (3.4) الإشعاع خارج المجال [21]

يسمح الترشيح بتخميد الإشعاع خارج المجال، تقسم عملية الترشيح لنوعين أساسيين:

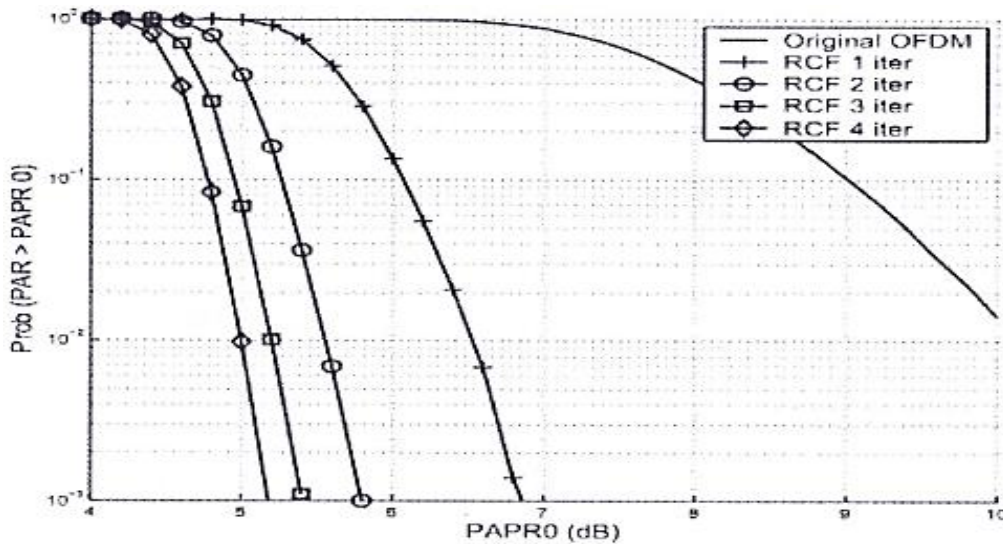
- يسمح بإشعاع خارج المجال ولكن يجري ضبط هذا الإشعاع باستخدام قناع الاستطاعة الطيفي Power Spectrum Mask (PSM) ويجري اختيار هذا القناع وفق معايير محددة كما في المعيار 802.11 b .

- لايسمح بأي إشعاع خارج المجال حيث يعمل على تخميد طيف الاستطاعة إلى الصفر خارج المجال.

تعمل تقنية القص على قص إشارة المجال الزمني إلى مستوى محدد مسبقاً، وقد تبين أن القص يؤثر سلباً على الحوامل داخل المجال وخارجه، كما أن عملية الترشيح قد تسبب إعادة ظهور ذرى جديدة لذلك فإن عملية القص والترشيح لايمكن أن تحقق الوثوقية المطلوبة لإنقاص النسبة PAPR إلى الحد المطلوب لذلك يجري تطبيق عمليات القص والترشيح التكراري معاً.

2.1.4.4 القص والترشيح التكراري (RCF)

كما ذكرنا سابقاً في الفقرة (1.1.4.4) لا يمكن إنقاص النسبة PAPR لإشارة OFDM باستخدام القص والترشيح دون زيادة الإشعاع خارج المجال، كما أن الترشيح قد يسبب ظهور ذرى جديدة وهذه الذرى يمكن تخفيضها باستخدام عملية القص والترشيح التكراري repeated clipping and filtering (RCF)، ويوضح الشكل (4.4) أنه مع زيادة تكرار عمليات الترشيح يقل احتمال أن تتجاوز النسبة PAPR عتبة معينة $PAPR_0$.



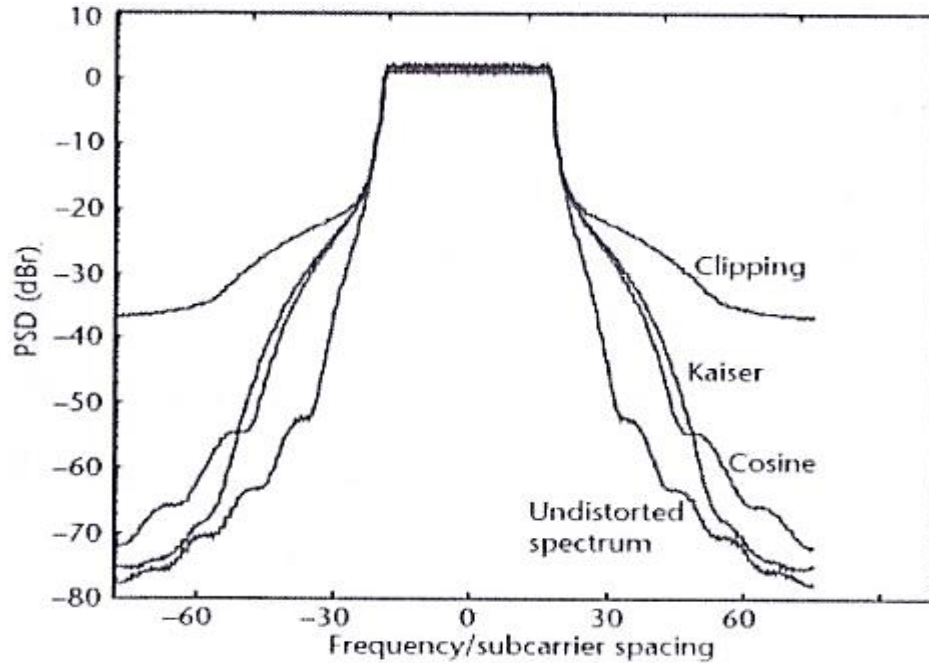
الشكل (4.4) القص والترشيح التكراري (RCF) [10]

3.1.4.4. القص والترشيح التكراري بوجود تحكم

تملك خوارزميات القص والترشيح التكراري إمكانيات جيدة لتخفيض النسبة PAPR مع درجة تعقيد حسابية بسيطة ولكن وبسبب تأثيرات عمليات القص فإن إشارة QAM في رمز OFDM ستتأثر بتأثير ضجيج القص وتؤثر على التباعد النظامي للرموز ضمن كوكبة الرموز، حيث وكما هو معروف تحدد قيمة BER بالمسافة الصغرى بين نقاط الكوكبة، لذلك جرى تطوير بعض الخوارزميات لإنقاذ BER بواسطة التحكم بتغيرات إشارة QAM .

4.1.4.4. إنقاص PAPR باستخدام تطبيق نافذة على الذروة Peak Windowing

يجري تنفيذ عملية الترشيح باستخدام نافذة بديلة عن النافذة المربعة حيث يفترض أن تكون هذه النافذة ذات عرض طيفي ضيق قدر الإمكان ومثال عليها نافذة هامينغ Hamming، وجيب التمام Cosine وهذا ما يسمى نوافذ الذرى Peak Windowing. ويبين الشكل (5.4) مثالا عن الفرق بين تخفيض الذرى باستخدام القص Clipping وبين نوافذ الذرى Peak Windowing .



الشكل (5.4) الفرق بين تخفيض الذرى باستخدام القص وبين Peak Windowing [15]

تتمثل الفكرة الأساسية لجميع تقنيات التخفيض بوجود تشويه في إنقاص مطال العينات ذات الاستطاعة التي تتجاوز عتبة معينة كما في حالة القص وتطبيق النافذة.

2.4.4. إنقاص النسبة PAPR دون تشويه في الإشارة

يجري في هذه الخوارزميات إنقاص النسبة PAPR للإشارة قبل مرورها في المكوّن اللاخطي دون أي زيادة في معدل خطأ البت BER. فعندما تكون الرموز الجزئية X_k ذات توزيع غاوسي فإن الإنقاص في النسبة PAPR اعتماداً على هذه الخوارزميات يأتي على حساب انخفاض معدل البت Bit Rate الأعظمي الممكن تحقيقه، وطالما أنه في معظم النظم العملية تكون الرموز QAM X_k ذات توزيع منتظم شبه مثالي، يبرهن أنه من الممكن باستخدام بعض الخوارزميات إنقاص النسبة PAPR للإشارة دون أي نقص في معدل نقل البيانات.

هناك العديد من الخوارزميات المستخدمة لإنقاص النسبة PAPR دون تشويه في الإشارة، وسنستعرض في هذه الفقرة المبدأ النظري لأهم هذه الخوارزميات:

- إنقاص PAPR باستخدام الترميز Coding
- إنقاص papr باستخدام البعثرة Scrambling
- خوارزمية المعاملات الثابتة Constant Modulus Algorithm-CMA [32] والتي ستكون محور الدراسة في هذا البحث.

1.2.4.4. إنقاص نسبة PAPR باستخدام الترميز Coding

كما ذكرنا سابقاً فإن حصة صغيرة فقط من كل رمز شعاع OFDM تملك نسبة PAPR مرتفعة، لذلك جرى اقتراح طرائق أخرى لحل مشكلة ارتفاع النسبة PAPR، وتعتمد إحداها على الترميز، حيث يمكن تخفيض نسبة PAPR باستخدام الترميز الذي يعمل على انتاج رموز OFDM تملك نسبة PAPR تحت مستوى معين.

لقد أثبت ويلكنسون [18] أنه ومن أجل 8 أقية وبمعدل ترميز 3/4 يمكن تخفيض النسبة PAPR بمقدار 3dB، حيث وبالبحت ضمن كل كلمات الترميز المحتملة لنظام التعديل QPSK لوحظ وجود عدد كبير من كلمات الترميز، لكن لا يوجد طريقة واضحة تقودنا لمعرفة أفضل رمّاز Code وتمكننا من القيام بعملية الترميز وفك الترميز.

إن قسم كبير من الرمّازات المستخدمة هي سلاسل غولاي Golay المتممة والتي مهدت الطريق لأساليب ممنهجة لتوليد تراميز تخفض النسبة PAPR وهي عبارة عن أزواج من السلاسل التي مجموع تابع الترابط الذاتي لكل زوج منها يساوي الصفر لأي إزاحة زمنية لا تساوي الصفر [17].

عندما تستخدم هذه الأزواج من الترميز لتعديل إشارة OFDM يجري الحصول على نسبة PAPR أقل من 3dB. وبفرض لدينا التابع x بطول N نقول أنه متمم لتتابع آخر y إذا تحقق الشرط المبين في العلاقة (8.4)[17] لمجموع تابعي الترابط الذاتي.

$$\sum_{k=0}^{N-1} (x_k x_{k+i} + y_k y_{k+i}) = 2N \quad ; i = 0$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} (x_k x_{k+i} + y_k y_{k+i}) = 0 \quad ; i \neq 0 \quad (8.4)$$

بتطبيق تحويل فورييه على المعادلة (8.4) ينتج مجموع تابع الكثافة الطيفية المعطى بالعلاقة (9.4)[17]:

$$|X(f)|^2 + |Y(f)|^2 = 2N \quad (9.4)$$

وفيها تمثل $|X(f)|^2$ الكثافة الطيفية للتابع x .

ويعطى تحويل فورييه المتقطع DFT للرمز $X(f)$ بالعلاقة (10.4)[17]:

$$X(f) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{-j2\pi k f T_s} \quad (10.4)$$

وفيها يمثل T_s زمن أخذ العينات لسلسلة الإشارة x .

ونحصل من علاقة الكثافة الطيفية (10.4) على العلاقة التالية (11.4)[17]:

$$|X(f)|^2 \leq 2N \quad (11.4)$$

نظراً لأن الاستطاعة المتوسطة للإشارة $X(f)$ تساوي N بافتراض استطاعة التابع (السلسلة) تساوي 1، من ثم فإن نسبة PAPR للإشارة $X(f)$ تعطى بالعلاقة (12.4)[17]:

$$PAP \text{ ratio} \leq \frac{2N}{N} = 2 \quad (12.4)$$

وبما أننا في تعديل OFDM نستخدم تحويل فورييه العكسي IFFT وهو المرافق لتحويل فورييه المباشر المقيس $1/N$ ، فإن النسبة السابقة تبقى صحيحة من أجل السلسلة x ، وبهذه العملية يكون قد تم الحفاظ على النسبة PAPR أقل من 3dB.

ثمة عدة طرائق مستخدمة لتوليد رموز السلاسل المتممة، انطلاقاً من الرمز (1 -1) (1 1) ومنها [17] :

- قلب كلا الرمز
- إزاحة طورية للرمز الثاني
- إزاحة طورية لعناصر ذات الترتيب الزوجي في كلا الرمز
- إزاحة طورية للرمز الأول

تسمح طرائق الترميز بإمكانية تصحيح الخطأ، ويعدّ الترميز الكتلي أحد الطرائق التي تؤدي إلى إنقاص ملحوظ في النسبة PAPR مقابل انخفاض بسيط في معدل نقل المعطيات لكن تعقيد البحث عن كلمة لترميز وتخزينها، يزداد بشكل أسي مع زيادة N وهذا غير عملي من أجل $N > 16$ [18].

2.2.4.4 إنقاص PAPR باستخدام البعثة Scrambling

من أجل كل رمز من رموز OFDM تجري بعثة تتابعات الدخل بواسطة عدد معين من تتابعات البعثة، ومن ثم يجري إرسال الإشارة ذات النسبة PAPR الأقل. جرى اقتراح تقنيتي بعثة المسح الانتقائي Selective mapping وسلسلة الإرسال الجزئي Partial Transmit Sequence والفرق بين الطريقتين أن الأولى تطبق تتابعات بعثة مستقلة على كل الحوامل الجزئية، بينما تطبق الثانية تتابعات البعثة على مجموعات الحوامل الجزئية.

1.2.2.4.4 تقنية سلسلة الإرسال الجزئي

Partial Transmit Sequence (PTS)

تمثل الفكرة الأساسية في تقسيم رمز OFDM المكون من N رمز إلى M كتلة جزئية Sub-Block تحوي كل منها N/M حامل جزئي Sub-Carrier، توزن كل كتلة من الكتل الجزئية بعامل معين تختار هذه العوامل (Mعامل) بحيث تكون نسبة PAPR للرمز الناتج قد جرى تخفيضها بفرض x معطى بالعلاقة (13.4) [22]:

$$X = [X_0 \ X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{N-1}]^T$$

$$X = \sum_{m=1}^M X_m \quad (13.4)$$

حيث نريد أن نحصل على X بنسبة PAPR منخفضة، أي وفق العلاقة (14.4)[22]:

$$X' = \sum_{m=1}^M b_m \cdot X_m \quad (14.4)$$

وفيها b_m تمثل عامل الكتلة الجزئية m .

نفترض أن هذه العوامل عبارة عن عوامل طور فقط أو دورانات صرفة أي يمكن كتابتها وفق الصيغة المبينة بالعلاقة (15.4)[22]:

$$b_m = e^{j\varphi_m} \quad (15.4)$$

ولتقليل التعقيد في هذه العوامل يمكن أن نختار حل شبه مثالي Suboptimal وذلك بجعل هذه العوامل تأخذ قيمتين فقط هما $+1, -1$.

ويمكن دون نقص في العمومية أو الأداء أن نفرض العامل الأول $b_1 = 1$ ومن ثم يكون لدينا عملية أمثلة للعوامل $M-1$ المتبقية.

ليكن $y_{n,m}$ هو تحويل فورييه العكسي المتقطع للكتلة الجزئية X_m عندئذ نحصل على النسبة PAPR الأمثلية وفق العلاقة (16.4)[22]:

$$\min_{b_1, \dots, b_M} \left(\max_{0 \leq n \leq NL} \left| \sum_{m=1}^M b_m \cdot y_{n,m} \right|^2 \right) \quad (16.4)$$

لإيجاد حل المسألة السابقة يجب حساب النسبة PAPR من أجل 2^{M-1} تشكيلة ثنائية للعوامل $b_2 \dots b_M$ ولتقليل التعقيد سوف نعتمد الخوارزمية التكرارية الآتية:

نفترض جميع العوامل $b_M = 1$ ونحسب النسبة PAPR، فإذا كانت أقل من العتبة لمحددة نوقف عملية الأمثلة، وإلا فإننا نعكس العامل الأول أي $b_1 = -1$ ونحسب النسبة PAPR مجدداً، فإذا لم يتحقق شرط العتبة نقوم بعكس العامل الثاني $b_2 = -1$ وهكذا حتى يتحقق المطلوب أو نصل للحد الأعظمي من التكرارات k .

يمكن تلخيص الخوارزمية السابقة كما هو موضح بالعلاقة (17.4)[22]:

set $b = [1, 1, \dots, 1]$: $b = [b_1, b_2 \dots \dots b_M]$

set Itercount = 1 : عدد التكرارات

while $PAPR(X') > \text{threshold}$ or $\text{Itercount} < K$

Change b by one bit

(17.4)

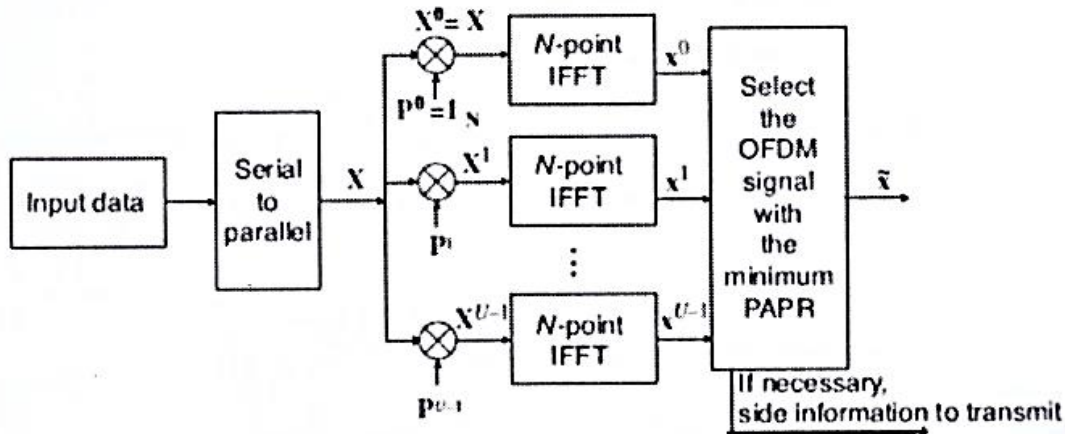
Itercount ++;

2.2.2.4.4. تقنية المسح الانتقائي (SLM) Selected Mapping Techniques

يبين الشكل (6.5) مبدأ تقنية المسح الانتقائي (SLM) Selected Mapping Techniques، حيث يجري ضرب شعاع الدخل $X = [X[0], X[1] \dots X[N-1]]^T$ بمجموعة من سلاسل الطور Phase Sequences، وعددها U سلسلة مختلفة من الشكل $P^u = [P_0^u, P_1^u, \dots, P_{N-1}^u]^T$ حيث $P_v^u = e^{j\varphi_v^u}$ و $\varphi_v^u \in [0, 2\pi[$ و ذلك من أجل $u=1, 2, \dots, U$ و $v=0, 1, \dots, N-1$.

حيث نحصل على سلسلة المعلومات المعدلة $X^u = [X^u[0], X^u[1], \dots, X^u[N-1]]^T$ بتطبيق تحويل فورييه المنقطع العكسي على مجموعة السلاسل $\{X^u[v]\}$ وعددها U سلسلة يجري توليد السلاسل الزمنية $x^u = [x^u[0], x^u[1], \dots, x^u[N-1]]$ ليصار إلى اختيار السلسلة ذات النسبة PAPR الأقل بين هذه السلاسل وإرسالها وفق العلاقة (18.4)[22]:

$$\bar{u} = \underset{u=1, 2, \dots, U}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{n=0, 1, \dots, N-1} |x^u[n]| \right) \quad (18.4)$$



الشكل (6.4) مبدأ تقنية المسح الانتقائي SLM [22]

و لكي يتمكن المستقبل من استعادة سلسلة المعلومات الأصلية لابد من إرسال معلومات جانبية كالمؤشر u الذي يدل على سلسلة الطور P^u التي جرى اعتمادها من طرف المرسل. يحتاج تنجيز تقنية SLM عملياً إلى U عملية IFFT إضافةً إلى $\log_2 U$ بت إضافي من المعلومات للدلالة على سلسلة الطور المختارة للتعديل في المرسل.

5.4. خوارزمية المعاملات الثابتة

Constant modulus algorithm (CMA)

تعدّ خوارزمية المعاملات الثابتة أحد أهم التقنيات الواعدة للتقليل من نسبة الاستطاعة العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة للإشارة بحيث تستغل ما يدعى بالخصائص الثابتة للإشارة كخصائص مرغوبة أو مفيدة.

ويقوم أساس هذه الخوارزمية على فكرتين أساسيتين هما [23] :

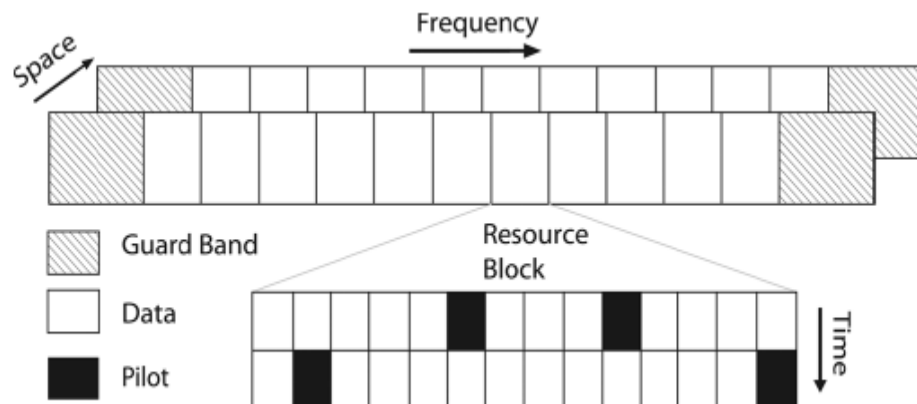
- إمكانية جمع الإشارات الناتجة عن الكتل المصدريّة "Resource Block" (المؤلفة من مجموعة من الحوامل) في المجال الزمني بشكل خطي اعتماداً على أوزان ترميز مسبق بحيث تكون هذه العملية شفافة بالنسبة للمستقبل مما يعني أنها تؤثر فقط على المحطة القاعدية Base station ولا تتطلب أي عمليات معالجة أو تعقيد إضافي في المحطة المتحركة Mobile Station
- هذه الأوزان تقوم بتقليل الاختلاف بين المعاملات الثابتة بحيث تؤدي بشكل لاحق إلى إنقاص نسبة PAPR .

نموذج إرسال الإشارة Transmit signal model

نفترض في دراستنا سيناريو وصلة هابطة لنظام MIMO-OFDM يملك محطة قاعدة وحيدة تحوي على عدد من الهوائيات M_t .

- ترسل كتلة معطيات OFDM بواسطة N حامل جزئي من كل هوائي، هذه الحوامل الفرعية تحوي على N_u حامل فعلي محاطين بمجالين حماية طاقتهم تساوي الصفر.
- بعد ذلك يتم تجميع هذه الحوامل الفعلية ضمن M -Resource Block كل منها مؤلف من $N_b = N_u/M$ ثم يتم ترميزها باستخدام الترميز الزمني (STBC) وبعدها تطبيق تحويل فورييه العكسي المتقطع .

- ومن أجل السماح بالقيام بتقدير للقناة في المستقبل فإن كل كتلة موارد Resource Block تحوي على عدة حوامل إشارة دليل Pilot Subcarriers الهدف منها تدريب القناة channel training. ليصبح نموذج إرسال الإشارة كما هو موضح بالشكل (7.4):



الشكل (7.4) البنية الهيكلية لكتلة المعطيات OFDM في الوصلة الهابطة لنظام MIMO OFDM [23] ويبين الشكل (8.4) آلية إرسال الكتل المواردية في الفراغ في نظام MIMO .



الشكل (8.4) آلية إرسال Resource Block في الفراغ في نظام MIMO [23]

في البداية سنقوم بشرح نموذج الإرسال لنظام MIMO في المجال الترددي، وللتبسيط سندرس كتلة معطيات وحيدة لتوضيح النظام المدروس.

- نفترض أن المعطيات في الكتلة المواردية q-th هي عبارة عن مصفوفة $D^{(q)}$ ، يتم ضربها بمصفوفة تشكيل الحزمة $W^{(q)}$ $q=1, \dots, M$ مما ينتج عنه سلاسل الإرسال المعطاة بالعلاقة (19.4) [23]:

$$X^{(q)} = W^{(q)H} \cdot D^{(q)} \quad (19.4)$$

وترمز H إلى مصفوفة Hermitian والتي تعطي منقول مرافق مصفوفة ConjugateTranspose.

- يتم جمع هذه السلاسل معا إضافةً إلى مجالات الحماية في مصفوفة X حيث أن M_t سطرًا من هذه المصفوفة تمثل N رمزًا يتم إرسالها بواسطة M_t هوائي إرسال، وبالتالي يمكن كتابة المصفوفة X وفق العلاقة (20.4) [23]:

$$X = W^{(H)} D \quad (20.4)$$

حيث أن $[W = W^{(1)H}, \dots, W^{(M)H}]^H$ و D مصفوفة المعطيات في الكتلة المواردية وهي مصفوفة كتلية قطرية، كما هو موضح في الشكل (8.4) والتي تحوي على مجالات الأمان أيضاً .

- تمثل المصفوفة X البيانات المرسلّة في الفراغ في المجال الترددي. يتم الحصول على البيانات المرسلّة لنظام MIMO-OFDM في المجال الزمني بتطبيق تحويل فورييه العكسي المتقطع IDFT على المصفوفة X مما ينتج عنه العلاقة (21.4) [23]:

$$Y = XF^H = W^H D F^H \quad (21.4)$$

حيث أن $F^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ وتمثل مصفوفة تحويل فورييه العكسي المتقطع، و $Y \in \mathbb{C}^{M_t \times N}$ عن سلال OFDM المرسلّة لكل هوائي من هوائيات الإرسال وبافتراض $B = D F^{(H)}$ مصفوفة المجال الزمني، فإن حزمة كتل OFDM المتشكلة يمكن التعبير عنها بالعلاقة (22.4) [23]:

$$Y = W^{(H)} B \quad (22.4)$$

و تعطى الاستطاعة الكلية للبيانات في المصفوفة D بالعلاقة: $P_d := \|D\|_F^2 = \|\text{vec}(D)\|^2 = \alpha N_t$ حيث أن $N_t = N \cdot M_t$ والتابع $\text{vec}(D)$ يقوم بإنشاء عمود أشعة عناصره عبارة عن أعمدة المصفوفة D ، و N_t هي العدد الإجمالي للحوامل الفرعية أو العينات التي يتم إرسالها عبر جميع هوائيات الإرسال M_t ، و α تعرف كمتوسط الاستطاعة المرسلّة في الحامل الواحد متضمنة الطاقة الصفيرية لمجال الحماية. فإذا افترضنا أن مصفوفة تشكيل الحزمة W تتألف من مصفوفات $W^{(q)}$ المتعامدة فإن تطبيق تحويل فورييه العكسي وتشكيل الحزمة لن يؤثر على استطاعة الإرسال الإجمالية.

• تعدّ النسبة PAPR أداة قياس للتشوه الحاصل نتيجة الذرى العالية لإشارة OFDM حيث تعطى

هذه النسبة من أجل كتلة MIMO-OFDM بالعلاقة (23.4) [25] :

$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{1/NT \int_0^{NT} |x(t)|^2 dt} \quad (23.4)$$

ومن الواضح أن النسبة المثالية تتحقق عندما تكون الاستطاعة الأعظمية مقاربة للاستطاعة المتوسطة، وبالتالي تكون الفكرة الأساسية في دراستنا هي إيجاد مصفوفة ترميز موزون لتحويل رموز OFDM في كتلة المعطيات Y لإشارة مرغوبة S ذات نسبة PAPR منخفضة.

هذه المصفوفة Ω تحتاج أن تحقق الشروط الآتية [23]:

- أن تقلل المجال الديناميكي لكتلة OFDM
- أن تحافظ على خصائص تشكيل الحزمة
- أن تكون شفافة بالنسبة للمستقبل
- أن لا تؤثر على معدل خطأ البت

لتحقيق هذه الشروط نقوم بضرب كل كتلة مواردية RB في المصفوفة $D^{(q)}$ مع مصفوفة تقييس قطرية $\Omega^{(q)}$ ، وتكون مصفوفة الإرسال الناتجة بعد استبدال Y بالإشارة S المعطاة بالعلاقة (24.4) [23]:

$$S = W^H \Omega D F^H \quad (24.4)$$

• نعرف $\omega = \text{vecdiag}(\Omega)$ وبالتالي توّول المشكلة إلى تصميم ω بحيث تحقق العلاقة (25.4) [23]:

$$\text{Min } \omega \quad ||\text{Vec}(s)||_\infty^2 \quad \text{s.t.} \quad ||\text{Vec}(s)||_2^2 = P \quad (25.4)$$

حيث أن $P = \alpha N_t$ هي استطاعة الإرسال الوسطية الكلية .

وباستخدام خواص نواتج كرونكر Kronecker products يمكن كتابة S وفق العلاقة (26.4) [23]:

$$S = \text{vec}(S) =: A\omega \quad (26.4)$$

حيث أن $A \in \mathbb{C}^{N_t \times MM_t}$, $D F^H = B \in \mathbb{C}^{MM_t \times N}$

لتصبح المعادلة (4.25) بعد التعويض من الشكل المعطى بالعلاقة (27.4) [23] :

$$\text{Min } \omega \quad ||A\omega||_\infty^2 \quad \text{s.t.} \quad ||A\omega||_2^2 = \alpha N_t \quad (27.4)$$

وتصبح مشكلة التصميم هي إيجاد أصغر قيمة للتابع الموضح بالعلاقة (28.4) بحيث تتقارب قيمة الاستطاعة المتوسطة والاستطاعة العظمى قدر الإمكان وبشكل عودي [23].

$$J(\omega) = \|A\omega - \alpha 1_{N_t}\|_2^2 \quad (28.4)$$

ولإيجاد أصغر قيمة للتابع $J(\omega)$ هناك طريقتان مشهورتان للقيام بذلك هما

- خوارزمية المعاملات الثابتة ذات التقارب الشديد (SD-CMA) [23] Steepest-Descent CMA

- خوارزمية المعاملات الثابتة على الدائرة الواحدة (UC-CMA) [23] Unit-Circle CMA

1.5.4 خوارزمية المعاملات الثابتة ذات التقارب الشديد

Steepest-Descent CMA (SD-CMA)

تعدّ هذه الخوارزمية من أشهر الخوارزميات المستخدمة للوصول لحل المعادلة (4.28) حيث تعتمد مبدأ العودية Iterative في عملها فتقوم بتحديث قيم المصفوفة ω حتى تتقارب وتحقق أصغر قيمة للتابع $J(\omega)$ وذلك باستخدام طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ Minimum Mean Square Error.

فمن أجل التكرار i -th وباعتبار ω^i القيمة الابتدائية للمصفوفة ω ، تعطى ω^{i+1} بالعلاقة (29.4) [23]:

$$\begin{aligned} \hat{s}^i &= A\omega^i \\ \omega^{i+1} &= \omega^i - \mu \nabla J(\omega^i) = \omega^i - \mu A^T \hat{s}_e \end{aligned} \quad (29.4)$$

μ : هو مقدار خطوة التكرار المناسبة، و $\hat{s}_e$: مقدار خطأ التحديث

2.5.4 خوارزمية المعاملات الثابتة على الدائرة الواحدة

Unit-Circle CMA (UC-CMA)

حيث أن خوارزمية SD-CMA ليس عليها أي قيود في حساب مصفوفة الأوزان ω ومن ثمّ فمن الممكن ان تعطي قيم صغيرة باعتبارها مصفوفة محسوبة رياضياً مما يؤدي إلى خلق ظاهرة مشابهة لظاهرة تعدد المسارات يضاف أثرها على أثر القناة ينتج عنها زيادة في معدل خطأ البت، وبناء عليه تم اقتراح خوارزمية معدلة تدعى Unit-Circle CMA

والتي تقوم بتوحيد جميع قيم المصفوفة على الدائرة الواحدة، $\omega_m = e^{j\varphi_m}$ $m=1, \dots, M$ وتقوم بالتغيير فقط على الأطوار . ولتحقيق هذا الشرط تتم إضافة مرحلة Normalization Step على كل خطوة من خطوات التكرار بالعلاقة (30.4) [23]:

$$\omega^{i+1} = \omega^{i+1} \oslash |\omega^{i+1}| \quad (30.4)$$

حيث تشير $\oslash$ إلى التقسيم النقطي pointwise division.

الفصل الخامس

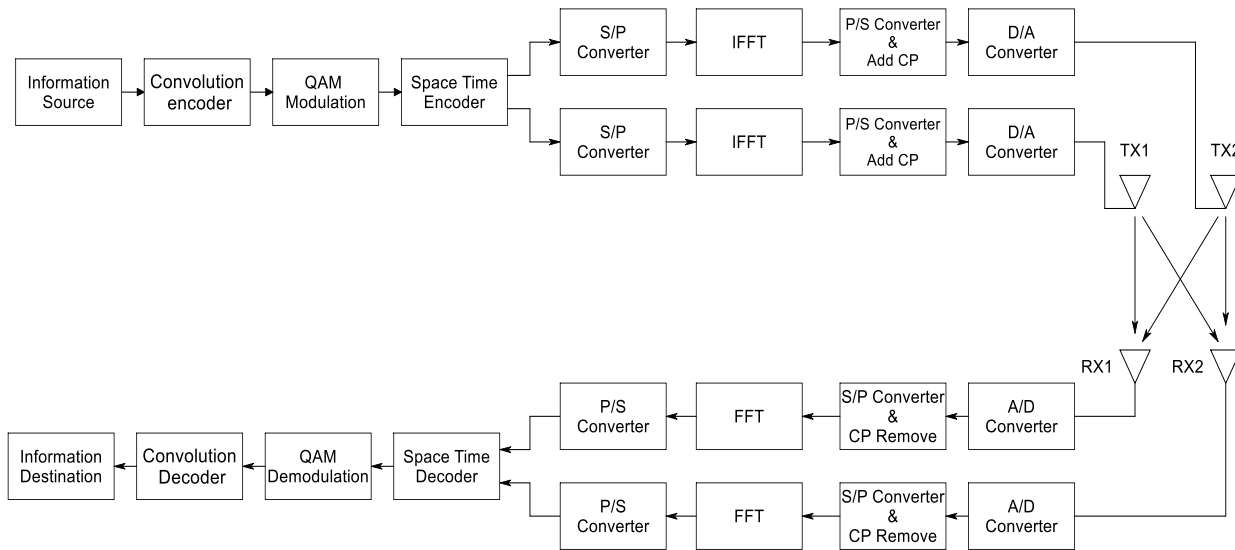
التتفيذ العملي

1.5. لمحة عن العمل

يعرض هذا الفصل أهم خطوات التنفيذ العملي والتحسين الذي أجريناه على الخوارزمية المدروسة والنتائج التي حصلنا عليها بعد عملية المحاكاة ويتضمن التنفيذ العملي للمشروع محاكاة نظام MIMO يستخدم تقنية COFDM عن طريق برمجية ماتلاب 2014-Matlab وباستخدام حاسوب بالموصفات (Intel Exeon 2.5GH 8CPU, 8GB RAM) ضمن بيئة تعاني من خفوت ناتج عن تعدد المسارات نموذج ريليه Rayleigh Fading، ثم قمنا بتطبيق خوارزمية المعاملات الثابتة Constant Modulus Algorithm (CMA) لتخفيض نسبة PAPR على النظام المدروس. قمنا بدراسة أداء هذه الخوارزمية اعتماداً على مقارنة قيم هذه النسبة قبل وبعد التطبيق إضافةً إلى دراسة أثر بعض البارامترات (الموسطات) المهمة على أداء الخوارزمية مثل عدد الحوامل ومقدار التكرار حيث أن الخوارزمية المذكورة تعتمد على مبدأ العودية في عملها، كما درسنا أثرها على معدل الخطأ وبناءً عليه أضفنا عملية ترميز المعطيات بهدف التقليل من معدل الخطأ الناتج، وبعد دراسة أداء النظام في ظل وجود الخوارزمية المذكورة اقترحنا تعديلاً يسمح بالمزيد من التخفيض على النسبة PAPR .

2.5. المخطط الصندوقي للنظام المدروس MIMO-COFDM

يبين الشكل (1.5) المخطط الصندوقي التفصيلي للمنظومة MIMO-COFDM المدروسة

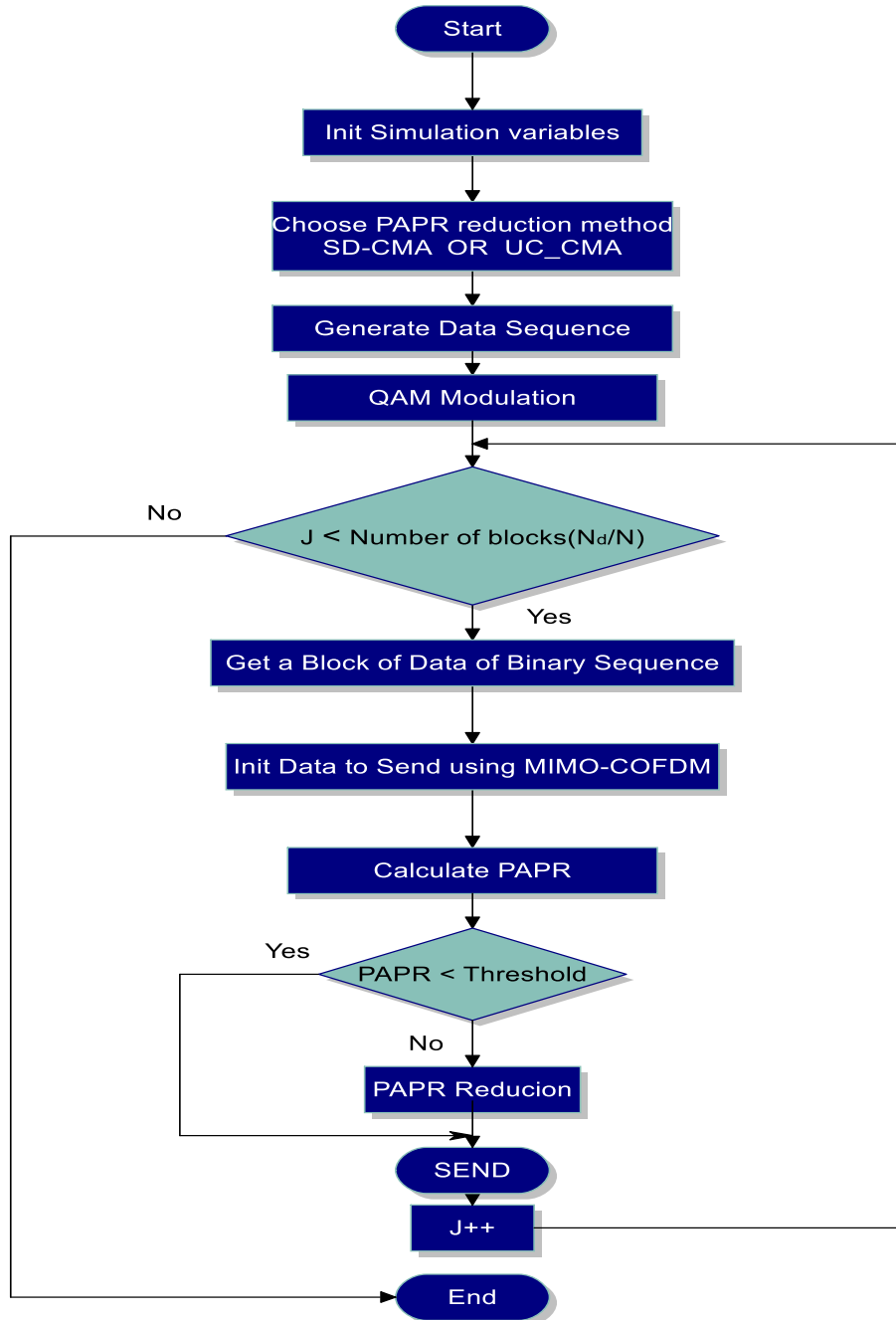


الشكل (1.5) المخطط الصندوقي للنظام المدروس

- تولد البيانات عشوائياً وفي هذه الدراسة تم اختيار عدد بتات يساوي $N_d = 2^{23} \text{bits}$
- ترمز البيانات المولدة باستخدام رمّاز طي Convolution encoder عدد سجلاته 6 و بمعدل ترميز يساوي 1/2.
- فيما بعد تعدل هذه البيانات باستخدام تعديل 4QAM.
- يطبق الترميز الزمني مما يمكننا من استخدام عدة هوائيات في الإرسال والاستقبال حيث قمنا باستخدام عدد هوائيات $M_t = M_r = 2$.
- تحول هذه البيانات من الشكل التسلسلي إلى الشكل التفرعي
- يطبق تحويل فورييه العكسي المتقطع بهدف تحميل كتل البيانات على حوامل فرعية عددها $N=1024$.
- تحوّل البيانات إلى الشكل التسلسلي مرة أخرى وتضاف البادئة الدوّارة التي تساهم في منع تداخل الرموز البيني inter-symbol interference و منع تداخل الحوامل البيني inter-carrier interference ليتم تحويلها إلى الشكل التماثلي وإرسالها عبر هوائي الإرسال.
- في المستقبل تتم هذه العمليات بشكل عكسي للحصول في النهاية على البيانات الأصلية.

3.5. المخطط التدفقي لبرنامج المحاكاة

يبين الشكل (2.5) المخطط التدفقي لخوارزمية المحاكاة.



الشكل (2.5) المخطط التدفقي لخوارزمية المحاكاة

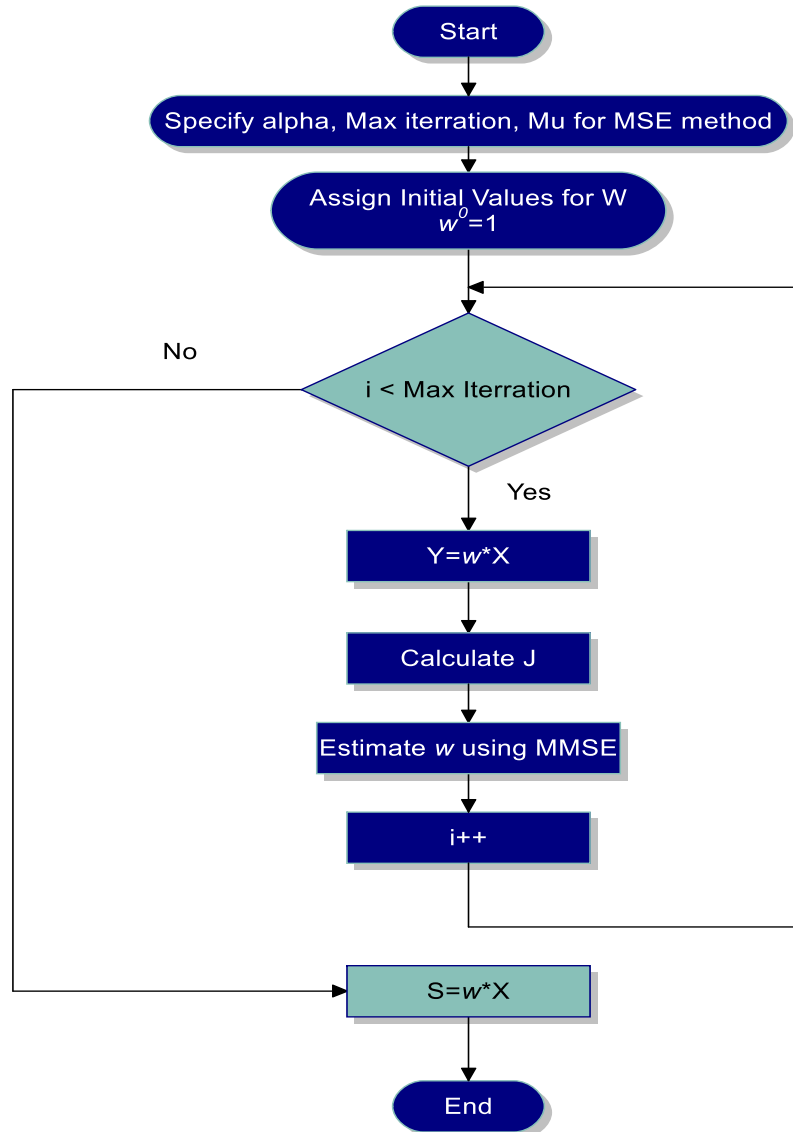
وتشمل خطوات سير المخطط التدفقي:

- أولاً نقوم بتهيئة جميع المعاملات العامة الخاصة بعملية المحاكاة.
- اختيار طريقة تخفيض نسبة PAPR إما خوارزمية المعاملات الثابتة ذات التقارب الشديد SD-CMA أو خوارزمية المعاملات الثابتة على الدائرة الواحدة UC-CMA .
- تهيئة المتحولات الخاصة بالإرسال عن طريق MIMO.
- توليد سلسلة معطيات عشوائية من أجل الإرسال.
- الدخول في حلقة الإرسال.
- كل مرة نفحص طول السلسلة لمعرفة إذا كان هنالك معطيات إضافية من أجل الإرسال.
- تطبيق MIMO-OFDM.
- حساب نسبة PAPR من أجل الكتلة المراد إرسالها وإذا كانت أكبر من العتبة نقوم بتطبيق خوارزمية التخفيض وإلا نرسلها كما هي.
- تردد قيمة المتحول z الذي يعبر عن عدد كتل البيانات المراد إرسالها بمقدار 1 ليتم بعدها فحص قيمته وإيقاف عملية الإرسال عند وصوله على القيمة N_d/N .

4.5. المخطط التدفقي لخوارزمية SD-CMA

Steepest Descent Algorithm

يوضح الشكل (3.5) سير برنامج المحاكاة بشكل عام، ونفصل بشكل أكثر المخطط التدفقي لخوارزمية SD-CMA، وهنا ننوه أن الهدف الأساسي لهذه الخوارزمية هو جعل القيمة العظمى أقرب ما يمكن للقيمة الوسطى وبالتالي قيمة α الواردة في هذا المخطط ستكون وسطى استطاعة الإشارة حيث أن هذه الخوارزمية تحاول إيجاد أقرب قيمة لمصفوفة الأوزان w (بشكل عودي وباستخدام طريقة Minimum Square Error) بحيث يكون قيمة التابع $J(w)$ الموضحة في العلاقة (28.4) أصغر ما يمكن.



الشكل (3.5) المخطط التدفقي لعمل خوارزمية SD_CMA

- يتم حساب قيمة الاستطاعة المتوسطة للإشارة المراد إرسالها خلال تنفيذ البرنامج، وإسنادها للمتغير α ، وتحديد قيمة عدد التكرارات المراد إجراء الدراسة عليها، ثم تحديد قيمة حجم خطوة التقارب μ والتي تعتمد عليها خوارزمية الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE وقد اعتمدنا قيمتها في هذه الدراسة $\mu=0.05$ [13].
- نستخدم قيمة ابتدائية لمصفوفة الأوزان $\omega^0 = 1$.
- في حال لم تصل قيمة المتحول i إلى قيمة عدد التكرارات الأعظمي Max iteration نقوم بضرب مصفوفة الأوزان بالإشارة المراد إرسالها.

- نحسب التابع $J(w)$ المعطى بالعلاقة (28.4).
- نجري عملية تقدير Estimation للمصفوفة w باستخدام خوارزمية الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE وإسناد القيمة الجديدة للمصفوفة w بعد التحديث.
- نقوم بزيادة عدد التكرارات بمقدار 1 ونفحص شرط عدم تجاوزه لعدد التكرارات الأعظمي.

5.5. نتائج عملية المحاكاة على خوارزمية SD-CMA

يوضح الجدول (1.5) البارامترات (الموسطات) التي تم استخدامها لإجراء المحاكاة.

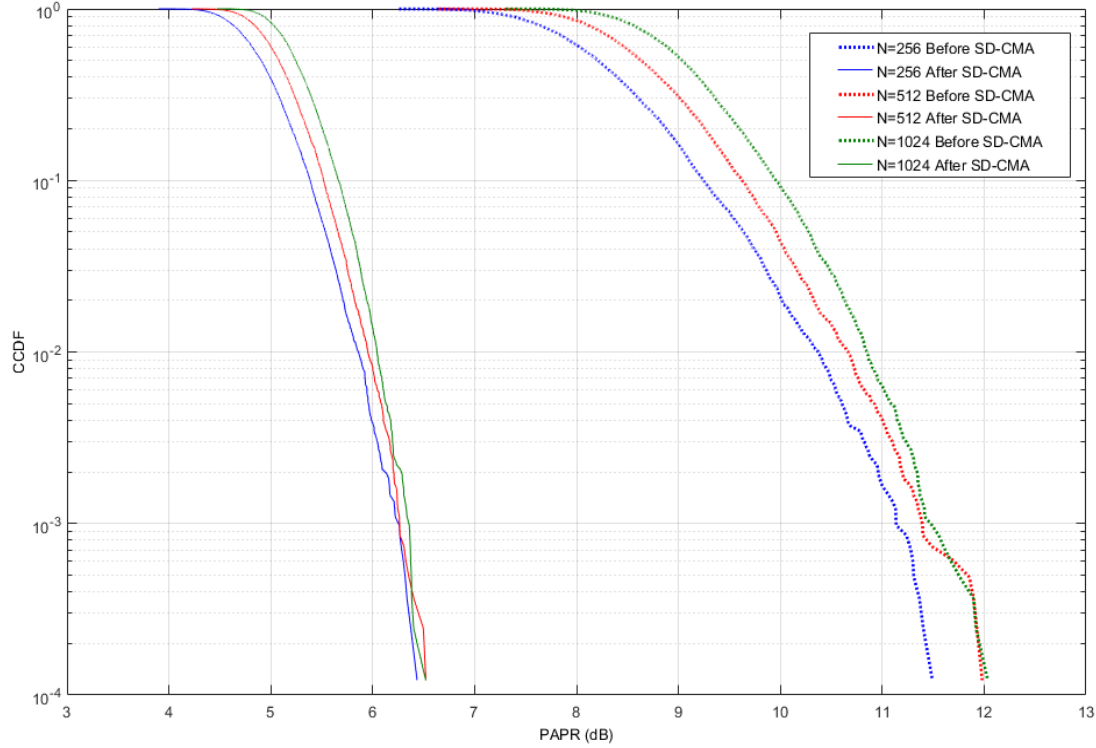
القيمة	البارامتر (الموسط)
$M_t=2$	عدد هوائيات الإرسال
$M_r=2$	عدد هوائيات الاستقبال
$N_d = 2^{23}$	عدد البتات المولدة عشوائيا
$N= 1024 , 512 , 256$	عدد الحوامل الكلي
$N_g=92$	عدد حوامل الحماية في كل جانب من جوانب المجال
$N_u = 840$	عدد الحوامل الفعلية في حالة $N=1024$
$R_b= 60$	عدد العناقيد Clusters
$N_b = N_u/R_b=14$	عدد الحوامل في كل عنقود Cluster
$N_{pilot}=2$	عدد حوامل القيادة Pilots في كل Cluster
$QAM_ord=4$	رتبة التعديل QAM
$Threshold = 4 \text{ dBW}$	عتبة الاستطاعة التي يعمل بعدها المضخم بشكل لاخطي
$Cp-leng=24$	طول البادئة الدوّارة

الجدول (1.5) البارامترات المستخدمة في برنامج المحاكاة

نعرض فيما يأتي نتائج عملية المحاكاة مع التحليل والمناقشة.

1.5.5. علاقة النسبة PAPR بعدد الحوامل في خوارزمية SD-CMA

يوضح الشكل (4.5) علاقة نسبة PAPR بعدد الحوامل قبل وبعد تطبيق خوارزمية SD-CMA



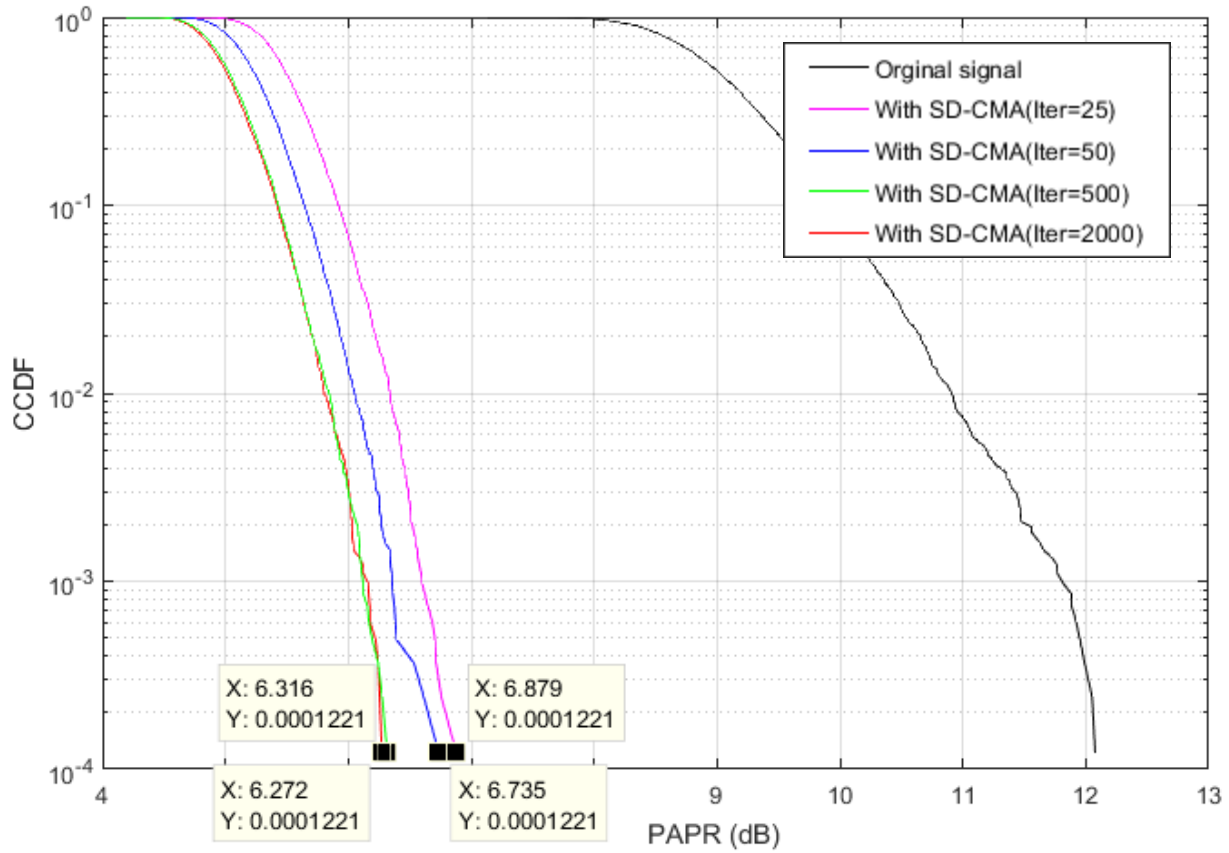
الشكل (4.5) علاقة النسبة PAPR بعدد الحوامل في خوارزمية SD-CMA

نلاحظ من الشكل (4.5) أنه كلما زاد عدد الحوامل تزداد نسبة PAPR وهذه نتيجة طبيعية لأنه بازدياد عدد الحوامل يزداد احتمال تراكمها لتعطي ذرى ذات قيم عالية، وهذا يعدّ أمر سلبي حيث يتطلب مضخمات ذات مجال عمل خطي ديناميكي عريض وذو استطاعات عالية.

أما بعد تطبيق خوارزمية CMA نلاحظ انخفاض النسبة بشكل كبير جداً بمقدار يقارب 5dB وأن المنحنيات تسعى إلى التقارب بحيث يقل أثر ازدياد عدد الحوامل على النسبة PAPR.

2.5.5. دراسة أثر عدد التكرارات على أداء خوارزمية SD-CMA

كما ذكرنا في الفقرة (1.5.4) فإن هذه الخوارزمية عودية، أي أن عدد مرات تكرار هذه الخوارزمية سوف يؤثر بشكل قطعي على أداء هذه الخوارزمية. ففي كل مرة نأخذ الإشارة الناتجة عن تطبيق هذه الخوارزمية ونطبق الخوارزمية من جديد على الخرج القديم. حتى تتقارب هذه القيم من قيمة معينة أمثلية. عندها يصبح تطبيق هذه الخوارزمية ليس ذي أثر واضح. ويوضح الشكل (5.5) هذه النتيجة من أجل عدد تكرارات (0,25,50, 500,2000) نلاحظ أنه كلما زاد عدد التكرارات تنخفض نسبة PAPR أكثر.



الشكل (5.5) أثر عدد التكرارات على أداء خوارزمية SD-CMA

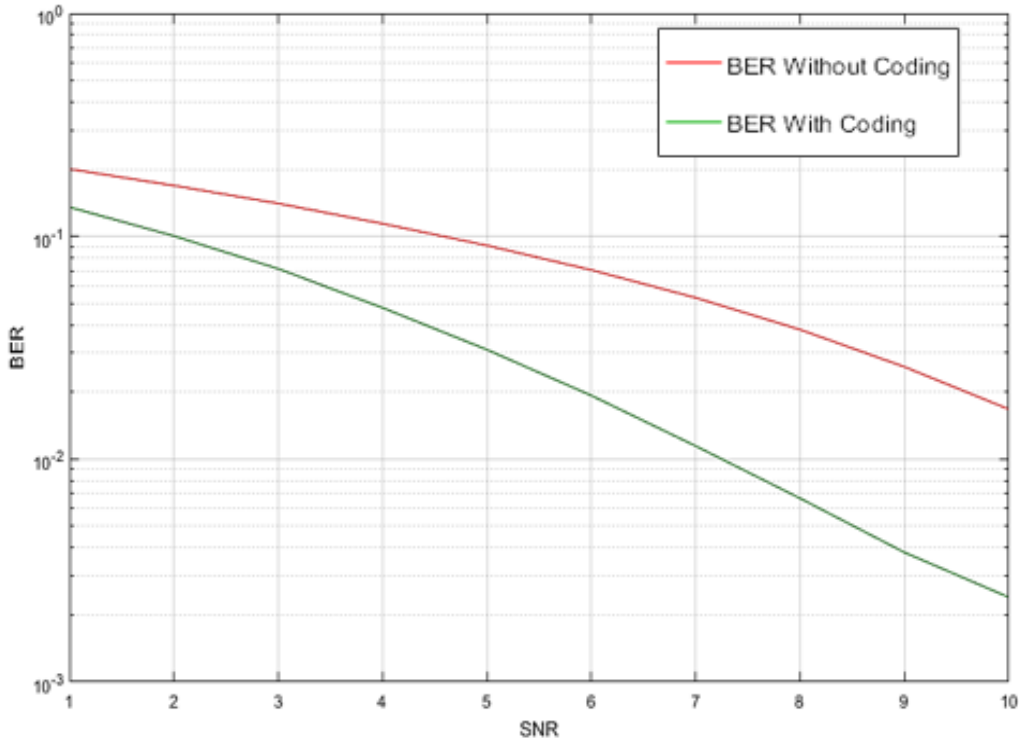
ويجب التنويه إلى أنه وحسب [3] فإن عدد تكرارات يساوي 50 يعطي أداء جيد وكاف مقارنة بالتخفيض الناتج عن زيادة عدد التكرارات إلى 500 والذي يترتب عليه زيادة في زمن المعالجة، كما أن الزيادة في عدد التكرارات فوق القيمة 500 تصبح عديمة الجدوى تقريبا بسبب تقارب الخوارزمية عند هذه القيمة كما هو موضح بالجدول (2.5).

الجدول (2.5) أداء خوارزمية SD-CMA من أجل عدد تكرارات 25,50,500,2000

عدد التكرارات	النسبة PAPR	متوسط زمن معالجة كتلة البيانات
25	6.879 dB	0.0596 Second
50	6.735 dB	0.1212 Second
500	6.316 dB	1.2341 Second
2000	6.272 dB	4.9108 Second

3.5.5. دراسة أثر ترميز الطي على معدل خطأ البت في خوارزمية SD-CMA

يوضح الشكل (6.5) اختلاف الأداء قبل وبعد تطبيق خوارزمية ترميز الطي بعدد سجلات يساوي 6، ومعدل ترميز 1/2.



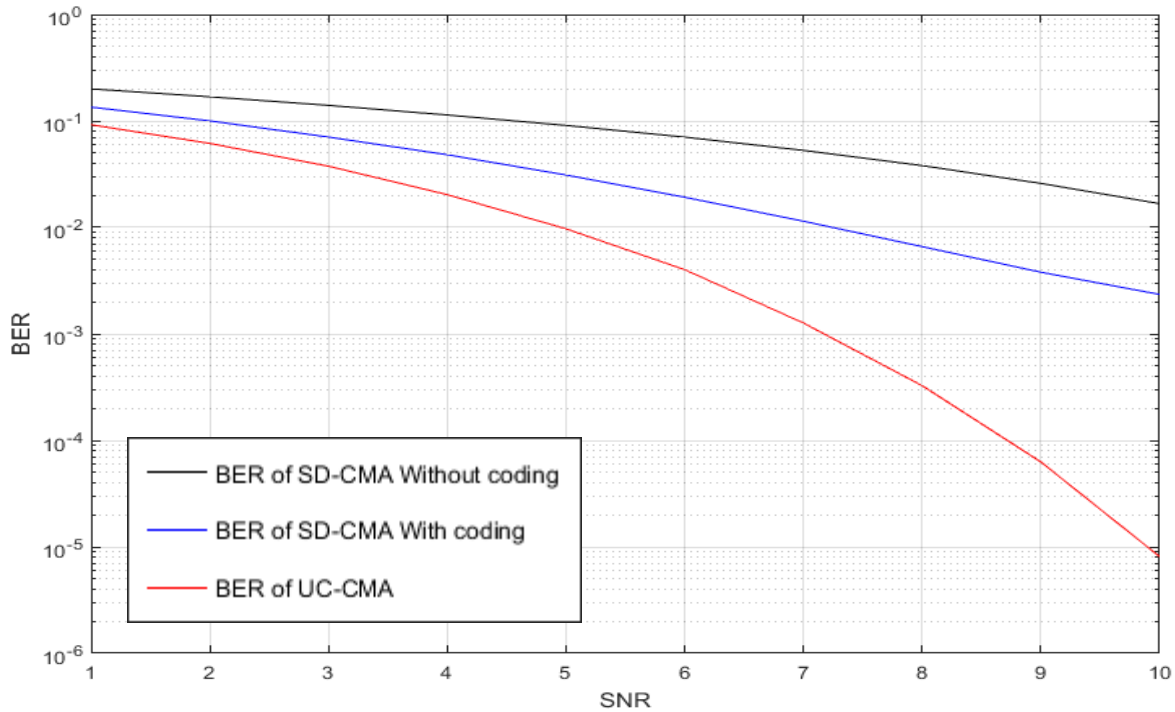
الشكل (6.5) أثر ترميز الطي على معدل الخطأ في خوارزمية SD-CMA

فكما هو موضح في الفقرة (4.5) فإن هذه الخوارزمية CMA تعتمد على ضرب الإشارة المرسلَة بمصفوفة من الثوابت من أجل تخفيض نسبة PAPR، وإن هذه الخوارزمية لا تتقيد بأي شرط في حساب الثوابت من أجل تخفيض نسبة PAPR مما قد ينشأ عنه قيم صغيرة جداً حيث أنها قيم محسوبة والأمر الذي قد يؤدي بطريقة ما إلى نشوء ظاهرة تشبه إلى حد كبير الخفوت الانتقائي الناتج عن تعدد المسارات، وبالتالي ستؤدي إلى معدل خطأ بت BER عالٍ، وبهدف تخفيضه قمنا بتطبيق ترميز الطي الموضح إليه عمله بالفقرة (7.3).

6.5. دراسة ومحاكاة خوارزمية Unit-Circle CMA

بسبب الأثر الناتج عن الخوارزمية المدروسة SD-CMA على معدل الخطأ والموضح بالشكل (5.7) فقد تم تطوير خوارزمية المعاملات الثابتة على الدائرة الواحدة UC-CMA [16]، حيث أنها تتقيد بشرط إضافي هو أن تكون جميع قيم المصفوفة ذات مطال قيمته تساوي 1 ولكن بأطوار مختلفة مما يسمح بإلغاء أثر هذه الخوارزمية على معدل الخطأ.

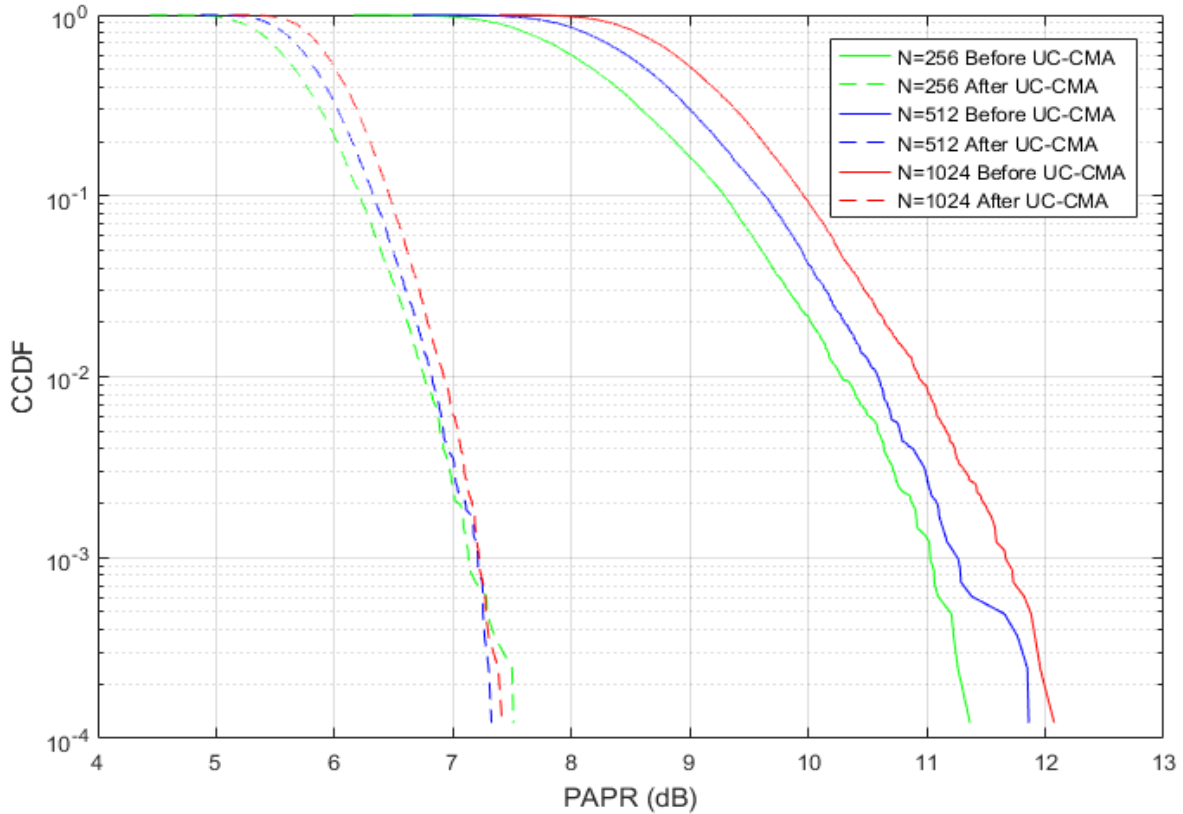
ويوضح الشكل (7.5) منحنيات مقارنة لمعدل خطأ البت بين خوارزمية SD-CMA قبل وبعد الترميز وبين الخوارزمية UC-CMA.



الشكل (7.5) مقارنة BER لخوارزمية SD-CMA مع خوارزمية UC-CMA

7.5. علاقة النسبة PAPR بعدد الحوامل في خوارزمية UC-CMA

وعند دراسة أثر خوارزمية UC-CMA عند عدد حوامل (256 , 512 , 1024) نلاحظ نتائج مشابهة للنتائج التي حصلنا عليها في الشكل (4.5) عند تطبيقها على خوارزمية SD-CMA من حيث تقارب المنحنيات وتخفيف أثر زيادة عدد الحوامل، ولكن بالمقابل وحيث أن خوارزمية UC-CMA مقيدة بشرط بالمطال الواحدي ومقارنة بخوارزمية SD-CMA غير المقيدة بأي شرط فسوف ينتج تراجع في أداء هذه الخوارزمية في تخفيض النسبة PAPR بمقدار يقارب 0.8 dB كما هو موضح بالشكل (8.5):

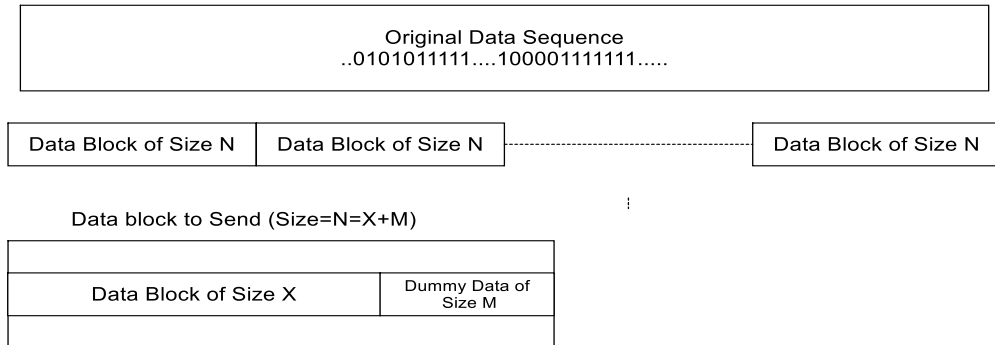


الشكل (8.5) علاقة النسبة PAPR بعدد الحوامل في خوارزمية UC-CMA

8.5. التعديل المقترح

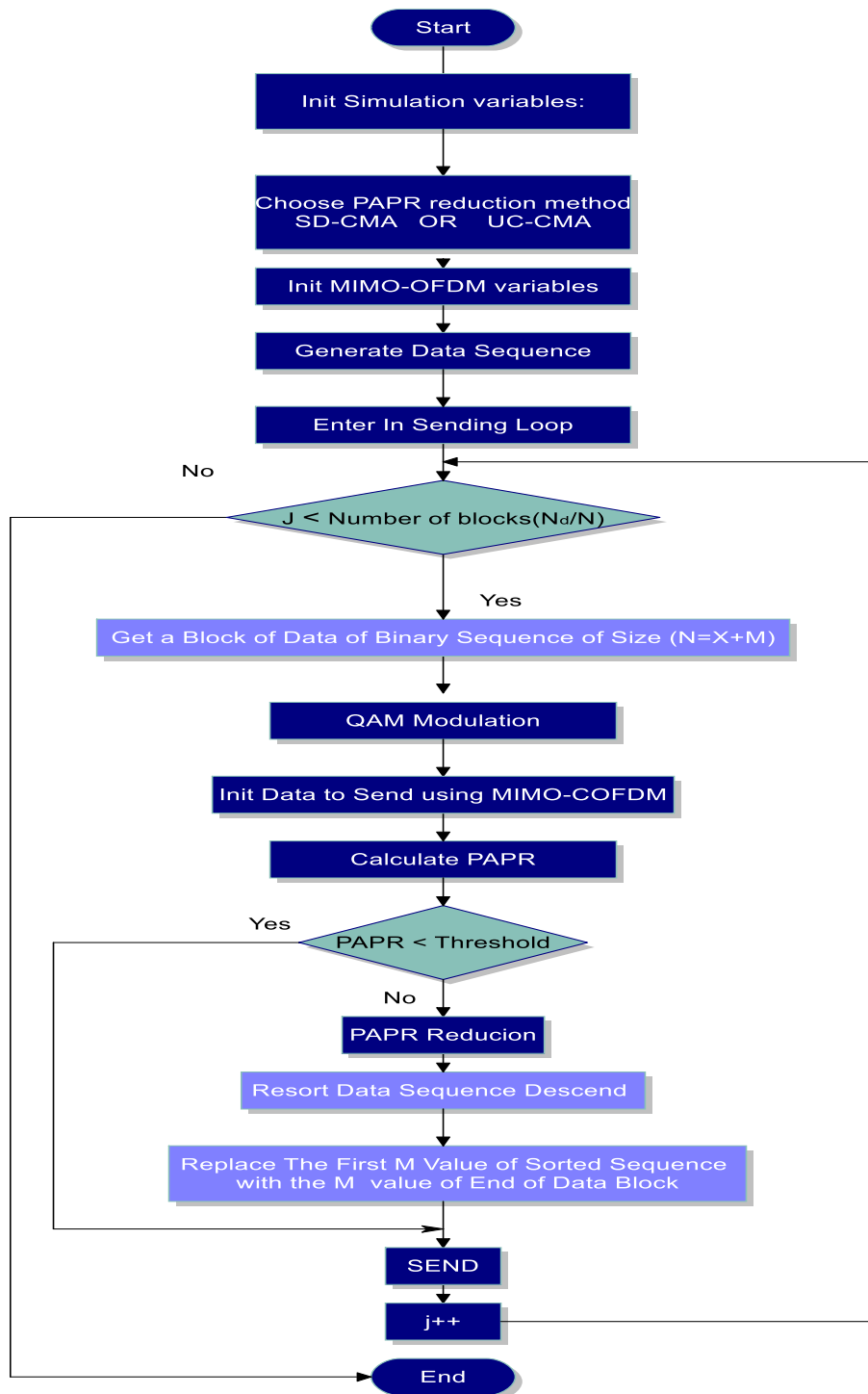
حيث أن الفكرة الأساسية في تخفيض نسبة PAPR هي محاولة جعل القيمة العظمى والقيمة المتوسطة لاستطاعة الإشارة متقاربتين قدر الإمكان فقد لجأنا إلى زيادة وسطي استطاعة الإشارة من خلال إعادة ترتيب الرموز داخل كتلة المعطيات حسب استطاعتها ثم تكرار الرموز ذات الاستطاعة العظمى في جزء

من كتلة المعطيات M يتم حجزه لهذه المهمة بحيث يكون موقع هذه البيانات معروف لدى المرسل والمستقبل وهي معطيات مهمة ليست ذات أهمية، كما يوضح الشكل (9.5):



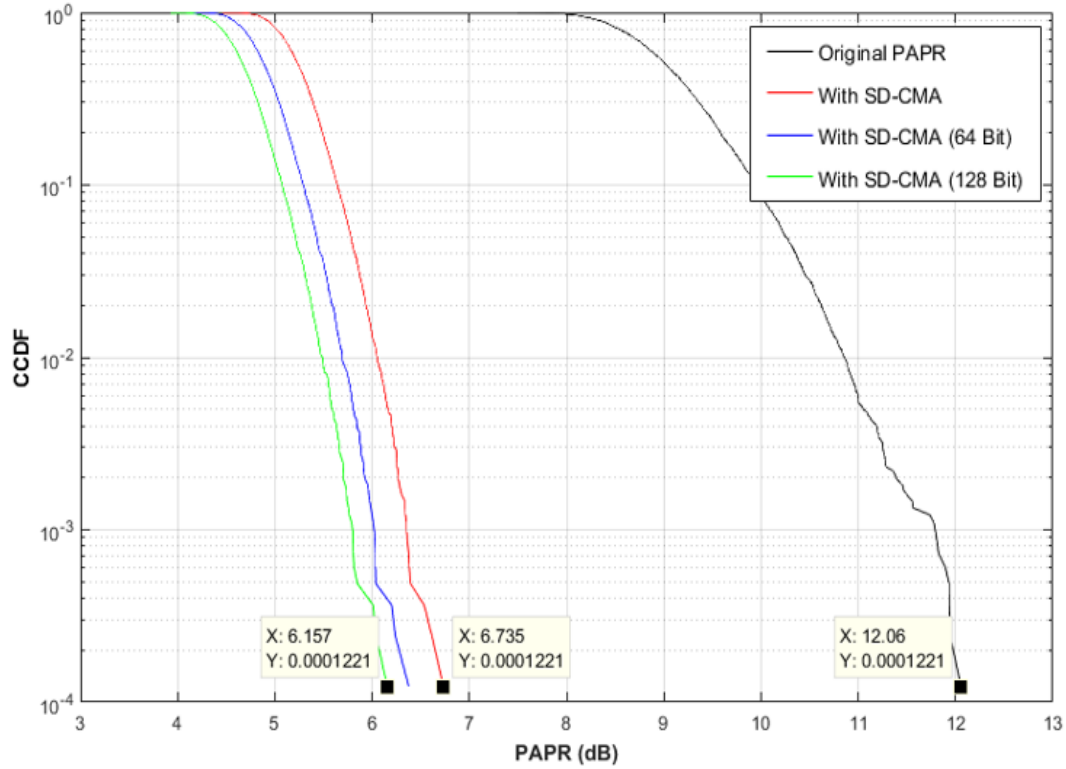
الشكل (9.5) آليه وضع بتات الحشو ضمن كتلة المعطيات

ونشير إلى أننا نقوم بتطبيق هذه الخوارزمية بعد تطبيق خوارزمية CMA من أجل الاستفادة من التخفيض الناتج عنها، ويوضح الشكل (10.5) المخطط التدفقي لخوارزمية المحاكاة مع التعديل:



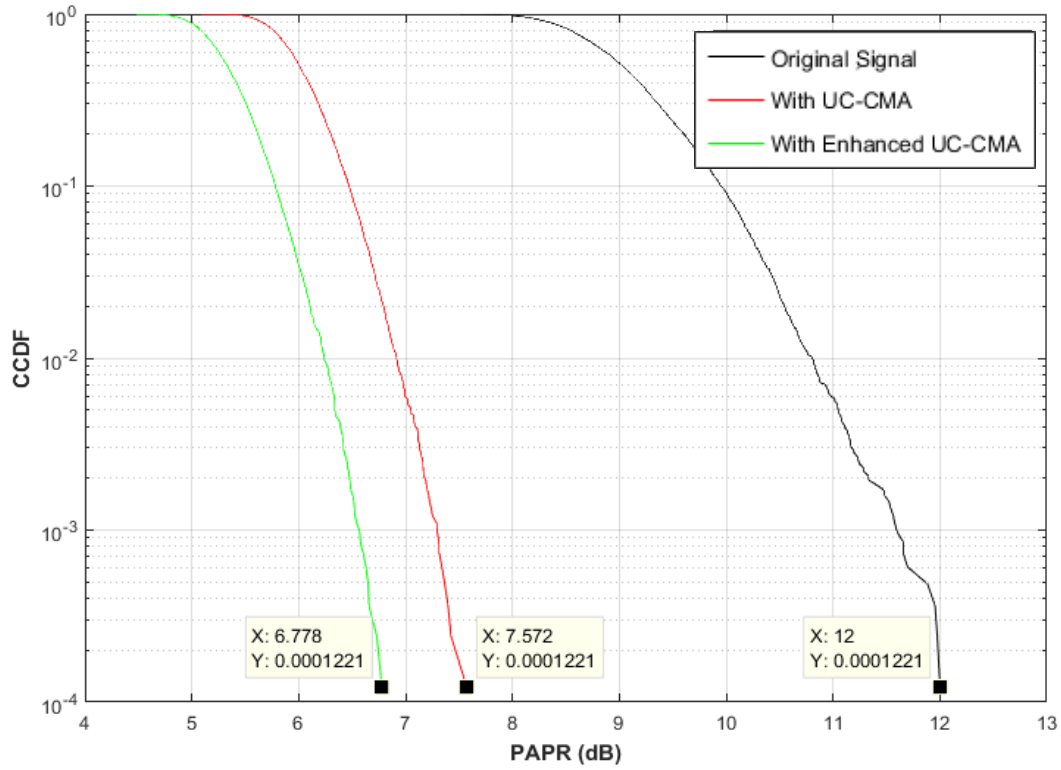
الشكل (10.5) المخطط التدفقي لخوارزمية المحاكاة مع التعديل

وبعد القيام بعمل محاكاة الخوارزمية المعدلة من أجل عدد عدد بتات حشو يساوي إلى 128, 64 من أجل كل كتلة معطيات حجمها 1024 بت فنتجت لدينا المنحني المعطى بالشكل(11.5):



الشكل (11.5) تطبيق التعديل على خوارزمية SD-CMA من أجل عدد بتات حشو M=128,64

ويبين الشكل(12.5) تطبيق هذا التعديل على خوارزمية UC-CMA من أجل عدد بتات حشو يساوي 128bit وبمقارنة أدائها مع خوارزمية SD-CMA بدون تطبيق التعديل نجد أن الأدائين متقاربين.



الشكل (12.5) تطبيق التعديل على خوارزمية UC-CMA من أجل عدد بتات حشو 128

انطلاقاً من النتائج والمنحنيات السابقة يمكننا أن نلخص ميزات ومساوئ هذا التعديل على النظام المدروس وهي:

• الميزات

- تخفيض إضافي في النسبة PAPR بمقدار 10.84% عند تطبيق التعديل على خوارزمية UC-CMA، وبمقدار 8.58% عند تطبيقه على خوارزمية SD-CMA
- تكلفة حسابية منخفضة.
- لا تؤثر مطلقاً على نسبة BER كون البتات التي قمنا بحشوها ذات مواضع معروفة.

• المساوئ

- إن لهذه الطريقة سيئة وحيدة وهي خفض معدل الإرسال.

9.5. الاستنتاجات والآفاق المستقبلية

يوضح الجدول (3.5) مقارنة بين قيم ثلاثة بارامترات أساسية هي نسبة الاستطاعة الذروة إلى الاستطاعة المتوسطة PAPR و معدل خطأ البت Bit error rate و معدل البت Bit rate وذلك من أجل كل خوارزمية مدروسة.

البارامتر (الموسّط)			الخوارزمية المستخدمة
نقصان معدل البت % Bit rate reduction%	معدل خطأ البت Bit error rate	نسبة الاستطاعة الذروة إلى الاستطاعة المتوسطة PAPR	
50%	0.0023	6.735 dB	SD-CMA With Coding
0%	8.1×10^{-6}	7.572 dB	Unit Cycle – CMA
12.5%	0.0168	6.157 dB	SD-CMA With Enhancing
12.5%	8.2×10^{-6}	6.778 dB	Unit Cycle-CMA with enhancing

الجدول (3.5) مقارنة بين قيم البارامترات المدروسة من أجل كل خوارزمية

وبناءً على هذه القيم يمكن اختيار الخوارزمية المناسبة لتصميم النظام المطلوب انطلاقاً من المفاضلة بين هذه البارامترات بحيث يكون لدينا أربعة خيارات.

• الخيار الأول: (PAPR&BER)

خوارزمية المعاملات الثابتة ذات التقارب الشديد مع الترميز SD-CMA With Coding هو الخيار الذي يجمع نسبة PAPR منخفضة بسبب الأداء الجيد لخوارزمية SD-CMA مع معدل خطأ بت BER مقبول بسبب ترميز الطي المطبق ولكن معدل نقل البيانات يقل إلى النصف بسبب مضاعفة حجم كتلة المعطيات باعتبار معدل الترميز يساوي 1/2 .

• الخيار الثاني: (BER&BIT RATE)

تقدم خوارزمية المعاملات الثابتة على الدائرة الواحدة UC-CMA معدل خطأ بت BER منخفض جداً حيث أنها تلغي الأثر المشابه للخفوت والناتج عن خوارزمية SD-CMA وبما أنها لا تتطلب زيادة في حجم كتلة المعطيات فإنها لا تقلل من معدل نقل البيانات ولكن وكما شاهدنا فإن الشرط المطبق على هذه الخوارزمية يضعف من أداءها في تقليل النسبة PAPR

• الخيار الثالث: (PAPR & BIT RATE)

خوارزمية المعاملات الثابتة مع التعديل المقترح SD-CMA-With Enhancing حيث يعطي هذا الخيار أداء ممتاز في تقليل نسبة PAPR بسبب الأداء الجيد لخوارزمية SD-CMA مضافاً له التعديل المقترح، وبما أنه يتم حجز جزء صغير نسبياً من كتلة المعطيات (في دراستنا 1/8 أو 16/1 من حجم كتلة المعطيات) فإن معدل نقل البيانات لا يتأثر كثيراً كما هو الحال عند تطبيق الترميز بمعدل 1/2 .

• الخيار الأمثل (PAPR & BER & BIT RATE)

عند استخدام UC-CMA مع التعديل المقترح فإننا نحصل على أداء جيد جداً مشابه لأداء SD-CMA من حيث تخفيض نسبة PAPR وبما أنها لا تؤثر على معدل الخطأ وأثرها على معدل نقل البيانات أقل منه عند استخدام الترميز فإن هذا الخيار يعتبر الخيار الأمثل الذي يحقق القيمة مقبولة للبارامترات الثلاثة المدروسة.

الآفاق المستقبلية

بيّنت نتائج المحاكاة، أن الخيار الأمثل للتصميم هو تطبيق خوارزمية UC-CMA مع التحسين المقترح بحيث تحقق قيم مقبولة لجميع البارامترات المهمة، ولكن على حساب فعالية الطيف التي تعدّ أحد أهم نواحي تطور مجال الاتصالات والتطبيقات التي تحتاج معدلات نقل عالية، وبناءً عليه يمكن أن نوصي بإيجاد طريقة لتطبيق التعديل المقترح فقط على كتل البيانات التي تتجاوز فيها النسبة PAPR العتبة المحددة، دون الحاجة إلى تطبيقه على جميع كتل البيانات مما يؤدي إلى زيادة في معدل الإرسال، كما يمكن أن نوصي بدراسة استخدام تحويل الموجة (WT) Wavelet Transform بدلاً من تحويل فورييه Fourier Transform مع خوارزمية المعاملات الثابتة، حيث أن تطبيق هذا التحويل على خوارزميتي المسح الانتقائي SLM وخوارزمية سلاسل الإرسال الجزئي PTS قد أدّى إلى تخفيض إضافي في النسبة PAPR بمقدار 20% [34].

REFERENCES

المراجع

- [1] H. Bolcskei, (2006), "MIMO-OFDM Wireless Systems: Basics, Perspectives, and Challenges", *IEEE Wireless Commun*, Volume: 13, pp 31 – 37.
- [2] C.E. Shannon, (1948), "A Mathematical Theory of Communication", *The Bell System Technical Journal*, Vol. 27, pp. 379–423.
- [3] T. S. Rappaport, (2002), “Wireless Communication: Principles and Practice”: 2nd Edition, Prentice Hall,.
- [4] Tushar Kanti Roy and Monir Morshed, (2013), " High Power Amplifier Effects Analysis for OFDM System" *International Journal of Science, Engineering and Technology Research*, Volume 2, Issue 5 , pp 1119 1121,
- [5] Jeffrey G. Andrews , Arunabha Ghosh , Rias Muhamed, (2007), "Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking “, Prentice-Hall.
- [6] R.S. Blum, (2003), "MIMO Capacity with Interference “, *IEEE* , Volume: 21, Issue: 5.
- [7] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Chung G. Kang, (2010), ” MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB” , Prentice-Hall.
- [8] S. Nanda, R. Walton, J. Ketchum, M. Wallace, and S. Howard, (2005), "A High-Performance MIMO-OFDM Wireless LAN", *IEEE* , Vol. 43, No. 2, pp. 101–109.
- [9] A. Glavieux, (2007). "Channel Coding in Communication Networks From Theory to Turbocodes", Wiley-ISTE.
- [10] S. H. Han and J. H. Lee, (2005) “An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission” , *IEEE*, Vol. 12, pp. 56–65 .
- [11] Wen-Thong Chang; Hsiang-Wen Chen, (2007) “Peak-to-Average Power Ratio Reduction of OFDM based on Adaptive Peak Reduction Carriers”, *IEEE* , pp.1-4.
- [12] Jun Hou; Jianhua Ge; Jing Li, (2011), “Peak-to-Average Power Ratio Reduction of OFDM Signals Using PTS Scheme With Low Computational Complexity”, *IEEE*, Volume. 57, PP. 143 – 148.
- [13] A. S. Mohammad, Abdel Halim Zekry, Fatama Newagy, (2013), “A Combined PTS-SLM Scheme for PAPR Reduction in Multicarrier Systems”, *IEEE*, PP. 146 – 150.

- [14] Kashif Sultan, Hazrat Ali, Zhongshan Zhang, Fakhar Abbas, (2015), "Improving PAPR Reduction for OFDM using Hybrid Techniques", *IEEE*, PP. 312 – 316.
- [15] Steve Charles Thompson, J.G. Proakis, J.R. Zeidler, (2005), "The Effectiveness of Signal Clipping for PAPR and Total Degradation Reduction in OFDM System", *IEEE*, Volume: 5, PP 2811-2815.
- [16] T Noguchi, K Anwar, M Saito, (2008), "Efficient PAPR for OFDM and CI/OFDM systems with iterative clipping", *IEEE*, PP 525-528.
- [17] J.A. Davis , J. Jedwab, (1999), "Peak-to-Mean Power Control in OFDM, Golay Complementary Sequences, and Reed-Muller Codes", Volume: 45, Issue: 7, pp 2397 – 2417
- [18] T. A Wilkinson and S. K Barton, (1994), "Block Coding Scheme for Reduction of Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Scheme," *Elect. Lett.*, Vol.30, pp.2098-2099.
- [19] Pokharkar Priyanka, Sanjay Deshmukh, (2016), " SLM And PTS Techniques to Reduce PAPR ", *International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering*, Volume-4, pp 44 48.
- [20] Y Wang, (2009), "An Investigation of Peak-to-Average Power Reduction in MIMO-OFDM Systems", *Master of Science in Electrical Engineering*, Blekinge Institute of Technology.
- [21] S. Muller and J. Huber, (1997), "OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences," *Electron. Lett.*, Vol. 33, pp. 368–369.
- [22] Raneem Almoullem, (2013), "Reduction the Peak to Average Power Ratio of OFDM Signal", *Master Thesis*, Damascus university.
- [23] Seyran Khademi, Alle-Jan van der Veen, (2013), "Constant Modulus Algorithm for Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) Reduction in MIMO OFDM/A", *IEEE Signal Processing Letters*, VOL. 20, NO. 5.
- [24] S. Sujitha, R. Ramachandran, (2014), "Performance Analysis of PAPR Reduction in MIMO OFDM System Using Modified Constant Modulus Algorithm", Vol. 3, Special Issue 2.
- [25] ABHISHEK ARUN DASH, (2010), " OFDM Systems and PAPR Reduction Techniques in OFDM Systems ", *Bachelor Thesis*, National Institute of Technology, Rourkela.

- [26] Ekta Tyagi¹, Sarika Pal, (2014), "Analyzing Different PAPR Reduction Techniques Including MIMO OFDM System", IJEE, Volume-6, Number-1, pp. 56-61.
- [27] Anamika Pathak, Dilip Kumar, (2016), "CMA Optimized Precoding Technique for Reduced PAPR MIMO OFDM Data Communication", ijspra, Volume 2, Issue 4, pp.12-16.
- [28] <https://www.nutaaq.com/blog/papr-reduction-techniques-mimo-ofdm-systems-part-1-impact-papr-performance-mimo-ofdm-systems>, (retrieved on 15/12/2017).
- [29] Narmatha.T, Sathish Kumar.K, (2014), "An Enhanced Algorithm for Papr Reduction in MIMO OFDM/A", IJARCSST Vol. 2 Issue Special 1.
- [30] Preeti Singh, Sarvjit Singh, (2017), "CMA technique: A solution for minimum PAPR in OFDM" RAECs UIET Panjab University Chandigarh,.
- [31] Hemraj Kumawat et. al., (2015), "PAPR Reduction in MIMO OFDM System Using Improved Constant Modulus Algorithm", International Journal of Computer Science and Mobile Applications, Vol.3 Issue. 3, March-, pp.01-06.
- [32] C.R. Johnson, P. Schniter, (1998), "The dithered signed-error constant modulus algorithm", Volume: 6, pp 3353 – 3356.
- [33] G.Rajasekhar, (2015), "Comparative analysis of UC-CMA and SD-CMA for Reduction of PAPR above 90 percent in MIMO-OFDM/A", ijser, Volume 6, Issue 1, PP 1551-1555.
- [34] M.Toren, (2017), "Peak-to-Average-Power-Ratio (PAPR) Reduction Methods with Wavelet Transform in MIMO-OFDM", IETE Journal of Research
- [35] B.Lee, Y.Kim, (2017), "Interference-Aware PAPR Reduction Scheme to Increase the Energy Efficiency of Large-Scale MIMO-OFDM Systems", mdpi-journal, pp 1-16.
- [36] L.Amhaimar, S.Ahyoud, (2016), "Peak-to-Average Power Ratio Reduction based Varied Phase for MIMO-OFDM Systems", IJACSA, Vol. 7, No. 9, pp 432-437.
- [37] A.Hasan, (2018), "Studying and Analyzing the Performance of Constant Modulus Algorithm to Reduce Peak to Average Power Ratio in MIMO_OFDM Systems", Journal of AL Baath University, Vol 40.