



جامعة دمشق

كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

إنقاص نسبة الاستطاعة العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة

للإشارات التجميعية باقتسام التردد المتعامد

رسالة أُعدّت لنيل درجة الماجستير في هندسة الاتصالات

إعداد المهندسة

رنيم المعلم

إشراف

أ.د. محيي الدين وايناخ

د. طلال حمّود

العام الدراسي

2013 – 2012

أعضاء لجنة الحكم والقرار الناظم بذلك

بموجب قرار مجلس البحث العلمي والدراسات العليا رقم /2223/ المتخذ بالجلسة رقم /16/

تاريخ 2013/4/29 والمتضمن:

تأليف لجنة الحكم على رسالة الماجستير في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات التي

أعدتها الطالبة رنيم المعلم من السادة الأساتذة:

- د. عصام عبود عضواً
- د. محمد خالد شاهين عضواً
- د. ظلال حمود عضواً مشرفاً

إلى والدي العزيزين.....

إلى زوجي الغالي.....

إلى إخوتي.....

إلى الأصدقاء.....

كلمة شكر:

أتوجه بالشكر الجزيل للدكتور محي الدين وايناخ والدكتور طلال حمّود الذين كانا العون الأكبر لي في إتمام هذا العمل من خلال المتابعة الحثيثة، وكانت نصائحهما وتوجيهاتهما مرجعاً يضاف إلى قائمة الكتب والمراجع التي رُودت بها، كما أتوجه بالشكر إلى كل من أسهم في إخراج هذا العمل بأي مساهمة مادية كانت أو معنوية.

جزيل الشكر يقدم إلى قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات بإجمال كادره الإداري والتدريسي لما قدمه ويقدمه في سبيل بناء وصقل الرصيد العلمي لطلابه والذين أفخر أنني أحدهم وأخص منهم الكادر التدريسي الذي رافقني في سنوات دراستي.

م.رنيم المعلم

الفهرس:

VII	قائمة الأشكال:
IX	قائمة المصطلحات عربي - انكليزي:
XI	قائمة المصطلحات انكليزي-عربي:
XIII	قائمة الاختصارات:
XV	الهدف من البحث:
XVI	الملخص:
XVIII	الدراسة المرجعية:
	الفصل الأول
1	مقدمة عامة
2	1.1 محتوى البحث:
	الفصل الثاني:
4	التعديل متعدد الحوامل:
5	1.2 التعديل متعدد الحوامل:
7	2.2 التعديل متعدد الحوامل بقنوات جزئية متداخلة:
9	3.2 تجزئة القناة في الزمن المتقطع:
11	1.3.2 التجزئة بترميز الشعاع:
12	2.3.2 تجزئة القناة باستخدام DMT و OFDM:
	الفصل الثالث
16	التجميع باقتسام التردد المتعامد
16	1.3 بنية نظام OFDM:
18	1.1.3 مرسل OFDM:
19	2.1.3 مستقبل OFDM:
19	2.3 الفعالية الطيفية لنظام OFDM:
20	3.3 دراسة لإشارة OFDM:
	الفصل الرابع
25	نسبة الاستطاعة للحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة:
26	1.4 التعريف الرياضي لـ PAPR:
28	2.4 التوزع الإحصائي للنسبة PAPR:
30	3.4 الحدود على حساب النسبة PAPR لإشارات الزمن المستمر باستخدام عينات إشارات الزمن المتقطع:

32	4.4 تأثير اللاخطية على أداء النظام:
33	1.4.4 انخفاض الكثافة الطيفية:
33	2.4.4 زيادة معدل الخطأ:
33	5.4 تقنيات إنقاص النسبة PAPR :
34	6.4 معايير اختيار خوارزمية إنقاص النسبة PAPR:
34	1.6.4 فعالية إنقاص النسبة PAPR:
35	2.6.4 زيادة استطاعة الإشارة المرسل:
35	3.6.4 ارتفاع معدل خطأ البت في المستقبل:
35	4.6.4 انخفاض معدل نقل المعطيات:
35	5.6.4 تعقيد الحسابات:
35	6.6.4 عوامل أخرى:
	الفصل الخامس
36	تقنيات إنقاص النسبة PAPR:
36	1.5 إنقاص النسبة PAPR بوجود تشويه في الإشارة:
37	1.1.5 انقاص PAPR باستخدام القص:
41	2.1.5 انقاص PAPR باستخدام تطبيق نافذة على الذروة:
41	2.5 إنقاص النسبة PAPR دون تشويه في الإشارة:
42	1.2.5 انقاص PAPR باستخدام الترميز:
44	2.2.5 انقاص PAPR باستخدام البعثة:
45	1.2.2.5 تقنية سلسلة الإرسال الجزئي (PTS):
46	2.2.2.5 تقنية المسح الإنتقائي (SLM):
48	3.2.5 الطرق الحديثة لتخفيض النسبة PAPR:
	الفصل السادس
50	إنقاص النسبة PAPR بواسطة حقن النغمات:
51	1.6 تخفيض PAR باستخدام الكوكبات المعممة :
56	2.6 تأثير اختيار النغمات المكافئة من الكوكبة على زيادة الاستطاعة:
60	3.6 التخفيض الأعظمي لمعامل الذروة باتجاه واحد:
63	4.6 دراسة بعض الخوارزميات للحصول على إشارة ذات استطاعة منخفضة:
65	5.6 خوارزمية فعالة لحقن النغمة:
	الفصل السابع
	إنقاص النسبة PAPR بواسطة التوسعة الفعالة للكوكبة:
68	1.7 خوارزمية التوسعة الفعالة للكوكبة المعتمدة على القص والترشيح التكراري:
69	2.7 خوارزمية القص والترشيح التكراري بتشوه محدود:

	الفصل الثامن
72	إنقاص النسبة PAPR بواسطة حجز النغمات:
73	1.8 صياغة المسألة:
75	2.8 إشارات إنقاص النسبة PAPR في خوارزمية TR:
77	3.8 إشارة إنقاص النسبة PAPR الأمثلية في خوارزمية TR:
79	4.8 خوارزمية تدرجية لإنقاص النسبة PAPR:
86	5.8 تصميم نواة الخوارزمية TR:
87	1.5.8 حساب نواة إنقاص النسبة PAPR:
88	2.5.8 اختيار مواقع النغمات المحجوزة:
89	3.5.8 طريقة حساب مواقع PRT والنواة الموافقة:
	الفصل التاسع
92	نتائج المحاكاة
93	1.9 إشارات OFDM:
95	2.9 النسبة PAPR:
98	3.9 خوارزمية حجز النغمات TR:
103	الاستنتاجات والتوضيحات والآفاق المستقبلية:
106	المراجع:

قائمة الأشكال:

- الشكل 2- 1: مرسل نظام التعديل متعدد الحوامل.....6
- الشكل 2- 2: مستقبل نظام التعديل متعدد الحوامل.....6
- الشكل 2- 3: الحوامل المتعامدة المتداخلة.....7
- الشكل 2- 4: بنية المستقبل في حالة القنوات المتداخلة.....8
- الشكل 3- 1: الحوامل المتعددة لإشارة OFDM.....17
- الشكل 3- 2: بنية مرسل OFDM.....18
- الشكل 3- 3: إضافة البادئة الدورية لرمز OFDM.....18
- الشكل 3- 4: بنية مستقبل OFDM.....19
- الشكل 3- 5: نافذة التجيب المرفوع.....23
- الشكل 3- 6: آلية معالجة رمز OFDM.....24
- الشكل 3- 7: تراكب الرموز في الإشارة المرسله.....24
- الشكل 4- 1: CCDF of PAPR.....29
- الشكل 4- 2: تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي المكمل للنسبة PAPR.....31
- الشكل 5- 1: تأثير عملية القص على رموز كوكبة التعديل 16 QAM.....37
- الشكل 5- 2: تطبيق النافذة المستطيلة على إشارة OFDM.....38
- الشكل 5- 3: الإشعاع خارج الحزمة.....39
- الشكل 5- 4: القص والترشيح التكراري (RCF).....40
- الشكل 5- 5: الفرق بين تخفيض الذرى باستخدام القص و بتطبيق نافذة على الذروة.....41
- الشكل 5- 6: تقنية المسح الإنتقائي (SLM).....47
- الشكل 5- 7: النموذج الجمعي لتخفيض النسبة PAPR.....49
- الشكل 6- 1: كوكبة 16QAM.....50
- الشكل 6- 2: المخطط الصندوقي لخوارزمية حقن النغمة.....53
- الشكل 6- 3: القيمة A من كوكبة QAM ذات استطاعة أصغر مقارنة بجميع النقاط المكافئة.....54
- الشكل 6- 4: الكوكبة المعقدة من كوكبة 16QAM.....55

الشكل 7- 1: خوارزمية التوسعة الفعالة للكوكبة.....	69
الشكل 7- 2: تقنية RCF-BD.....	71
الشكل 8- 1: تمثيل بنية خوارزمية TR.....	76
الشكل 8- 2: تمثيل خوارزمية SCR التكرارية.....	86
الشكل 9- 1: إشارة رمز OFDM.....	93
الشكل 9- 2: رمز OFDM بتردد نايكويست	93
الشكل 9- 3: رمز OFDM بمعدل اعتيان يساوي 2.....	94
الشكل 9- 4: رمز OFDM بمعدل اعتيان يساوي 4.....	94
الشكل 9- 5: رمز OFDM بمعدل اعتيان يساوي 8.....	95
الشكل 9- 6: مقارنة بين المنحنيين CCDF للنسبة PAPR النظري والمقدر.....	96
الشكل 9- 7: التوابع CCDF للنسبة PAPR من أجل قيم N مختلفة.....	97
الشكل 9- 8: تأثير رفع معدل اعتيان L.....	97
الشكل 9- 9: نواة إنقاص PAPR في حالة $TRR=5\%$	98
الشكل 9- 10: نواة إنقاص PAPR في حالة $TRR=20\%$	98
الشكل 9- 11: أداء خوارزمية SCR التكرارية.....	99
الشكل 9- 12: أداء الخوارزمية ذات التعقيد المنخفض.....	100
الشكل 9- 13: مقارنة بين SCR والخوارزمية بتعقيد منخفض من أجل أول تكرار.....	100
الشكل 9- 14: أداء SCR بنسبتي حجز نغمات مختلفتين.....	101
الشكل 9- 15: أداء الخوارزمية بتعقيد منخفض بنسبتي حجز نغمات مختلفتين.....	102

قائمة المصطلحات عربي - انكليزي

Terms	المصطلح العربي
Finite Impulse Response	استجابة نبضية منتهية
Cyclic Prefix	البادئة الدورية
Phase Shift Keying	الإقفال بإزاحة الطور
Inter-Carrier Interference	التداخل بين الحوامل
Inter-Symbol Interference	التداخل البيني للرموز
Inter-Modulation Distortion	التشويه ضمن التعديل
Orthogonal Frequency Division Multiplexing	التجميع باقتسام التردد المتعامد
Digital Multi-Tone	التعديل الرقمي متعدد النغمات
Multi-Carrier Modulation	التعديل متعدد الحوامل
The Forth Generation	الجيل الرابع
Mean Square Error	الخطأ بالوسطي التربيعي
Data Rate Loss	الفقد في معدل نقل المعطيات
Cyclic Suffix	اللاحقة الدورية
Digital to Analog Convertor	المبدل الرقمي - التماثلي
Digital Audio Broadcasting	بث الصوت الرقمي
Digital Video Broadcasting-Terrestrial	بث الفيديو الرقمي الأرضي
Fast Fourier Transform	تحويل فورييه السريع
Inverse Fast Fourier Transform	تحويل فورييه السريع العكسي
Discrete Fourier Transform	تحويل فورييه المتقطع
Inverse Discrete Fourier Transform	تحويل فورييه المتقطع العكسي
Adjacent Channel Interference	تداخل القناة المجاورة
Serial to Parallel	تسلسلي/تفرعي
Phase Modulation	تعديل الصفحة
Quadrature Amplitude Modulation	تعديل المطال العقدي
Parallel to Serial	تفرعي/تسلسلي

Terms	المصطلح العربي
Singular Value Decomposition	تفريق القيم المفردة
Tone Reservation	حجز النغمات
Asymmetric Digital Subscriber Line	خط المشترك الرقمي اللامتناظر
Frequency Equalizer	مُسَوِّي التردد
Power Amplifier	مضخم استطاعة
Sampling rate	معدّل اعتيان (أخذ العينات)
Tone Reservation Rate	معدل حجز النغمات
Bit Error Rate	معدل خطأ البت
Symbol Error Rate	معدل خطأ الرمز
Signal to Distortion noise Ratio	نسبة استطاعة الإشارة إلى ضجيج التشويه
Signal to Clipping noise Ratio	نسبة استطاعة الإشارة إلى ضجيج القطع
Peak to Average Power Ratio	نسبة الاستطاعة العظمى إلى الاستطاعة الوسطى
Signal to Noise Ratio	نسبة الإشارة إلى الضجيج
Peak Reduction Tones	نغمات إنقاص القمم
Point to Point	نقطة لنقطة

قائمة المصطلحات انكليزي-عربي

Terms	المصطلح العربي
Adjacent Channel Interference	تداخل القناة المجاورة
Asymmetric Digital Subscriber Line	خط المشترك الرقمي اللامتناظر
Bit Error Rate	معدل خطأ البت
Cyclic Prefix	البادئة الدورية
Cyclic Suffix	اللاحقة الدورية
Digital Audio Broadcasting	بث الصوت الرقمي
Digital to Analog Convertor	المبدل الرقمي-التماثلي
Discrete Fourier Transform	تحويل فورييه المتقطع
Digital Multi-Tone	التعديل الرقمي متعدد النغمات
Data Rate Loss	الفقد في معدل نقل المعطيات
Digital Video Broadcasting-Terrestrial	بث الفيديو الرقمي الأرضي
Fast Fourier Transform	تحويل فورييه السريع
Finite Impulse Response	استجابة نبضية منتهية
Inter-Carrier Interference	التداخل بين الحوامل
Inverse Discrete Fourier Transform	تحويل فورييه المتقطع العكسي
Inverse Fast Fourier Transform	تحويل فورييه السريع العكسي
Orthogonal Frequency Division Multiplexing	التجميع باقتسام التردد المتعامد
Inter-Modulation Distortion	التشويه ضمن التعديل
Inter-Symbol Interference	التداخل البيني للرموز
Multi-Carrier Modulation	التعديل متعدد الحوامل
Mean Square Error	الخطأ بالوسطي التربيعي
Parallel to Serial	تفرعي/تسلسلي
Point to Point	نقطة لنقطة
Power Amplifier	مضخم استطاعة

Terms	المصطلح العربي
Peak to Average Power Ratio	نسبة الاستطاعة العظمى إلى الاستطاعة الوسطى
Phase Modulation	تعديل الصفحة
Peak Reduction Tones	نغمات إنقاص القمم
Phase Shift Keying	الإقفال بإزاحة الطور
Quadrature Amplitude Modulation	تعديل المطال العقدي
Sampling rate	معدل اعتيان (أخذ العينات)
Serial to Parallel	تسلسلي/تفرعي
Signal to Clipping noise Ratio	نسبة استطاعة الإشارة إلى ضجيج القطع
Signal to Distortion noise Ratio	نسبة استطاعة الإشارة إلى ضجيج التشويه
Symbol Error Rate	معدل خطأ الرمز
Signal to Noise Ratio	نسبة الإشارة إلى الضجيج
Singular Value Decomposition	تفريق القيم المفردة
Frequency Equalizer	مساوي التردد
The Forth Generation	الجيل الرابع
Tone Reservation	حجز النغمات
Tone Reservation Rate	معدل حجز النغمات

قائمة الاختصارات:

Abbreviations	Terms
4G	Forth Generation
ACI	Adjacent Channel Interference
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
BER	Bit Error Rate
CP	Cyclic Prefix
CS	Cyclic Suffix
DAB-T	Digital Audio Broadcasting- Terrestrial
DAC	Digital to Analog Convertor
DFT	Discrete Fourier Transform
DMT	Digital Multi-Tone
DRL	Data Rate Loss
DVB	Digital Video Broadcasting
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMD	Inter-Modulation Distortion
ISI	Inter-Symbol Interference
MCM	Multi-Carrier Modulation
MSE	Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
P/S	Parallel to Serial
P2P	Point to Point
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PM	Phase Modulation
PRT	Peak Reduction Tones
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
S/P	Serial to Parallel
SCR	Signal to Clipping noise Ratio
SDR	Signal to Distortion noise Ratio
SER	Symbol Error Rate
SNR	Signal to Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
FEQ	Frequency Equalizer

Abbreviations	Terms
TR	Tone Reservation
TRR	Tone Reservation Rate

الهدف من البحث

في ظل التقدم السريع في نظم الاتصالات والسعي المستمر لتحسين سرعة ووثوقية نقل المعطيات في بيئة تعاني مشاكل متعددة مثل التخامد، والضجيج، والتداخل متعدد المسارات، واللاخطية، وغيرها من المعوقات التي تحول دون الوصول للأداء الأمثل وفي مقدمتها استطاعة الإرسال المحدودة وعرض المجال المحدد، فقد بُذل الكثير من الجهد في تطوير البنية النظرية والعملية لنظم الاتصالات للاستفادة من الموارد المتاحة بفعالية عالية. أحد أبرز نظم التعديل الذي حاز انتشاراً واسعاً في السنوات الأخيرة لخصائصه تجاه العديد من المنغصات السابقة هو التعديل متعدد الحوامل. حيث يمكن إنجاز العديد من نظم التعديل متعدد الحوامل كالتجميع باقتسام التردد المتعامد (OFDM) Orthogonal Frequency Division Multiplexing والتعديل الرقمي متعدد النغمات (DMT) Discrete Multi-Tone بتعقيد وكلفة منخفضتين، ولكن تعاني الإشارات متعددة الحوامل من مشكلة التغيرات السريعة والكبيرة في مطالها وتقاس عادة من خلال معامل نسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة $Peak\ to\ Average\ Power\ Ratio$ (PAPR)، وفي ظل محدودية الاستطاعة العظمى للعديد من مكونات المرسل/مستقبل في نظم الاتصال كمضخمات الاستطاعة PA والمحولات الرقمية التماثلية DAC، فإن الإشارات متعددة الحوامل ذات المجال الديناميكي الكبير سوف تعاني من تشوهات لاخطية أثناء عبورها لهذه المكونات. تسبب التشوهات اللاخطية انخفاضاً في أداء النظام متعدد الحوامل يتمثل في ارتفاع معدل خطأ البت وتعرّض الطيف، لذلك ولضمان أداء جيد لهذا النظام فإنه لا بد من إنقاص النسبة PAPR.

تقدم هذه الأطروحة بعض المبادئ الأساسية في نظم التعديل متعدد الحوامل كالتجميع باقتسام التردد المتعامد كمقدمة لدراسة خواص النسبة PAPR في إشارات OFDM والتقنيات المتبعة لإنقاص هذه النسبة إضافة إلى دراسة لخوارزمية إنقاص النسبة PAPR باستخدام تقنية حجز النغمات Tone Reservation ومحاكاة أداء هذه الخوارزمية باستخدام برنامج المحاكاة Matlab.

المخلص

يعدُّ ارتفاع نسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة في إشارات التعديل متعدد الحوامل أحد أبرز مساوئ هذا التعديل. تقدّم هذه الأطروحة عرضاً للأساس النظري لخوارزميات إنقاص هذه النسبة في نظام التجميع باقتسام التردد المتعامد إضافةً إلى نتائج المحاكاة الحاسوبية لأداء إحدى الخوارزميات والمسماة بتقنيّة حجز النغمة. تتضمّن الفصول الأولى في هذا التقرير عرضاً لمبدأ التعديل متعدد الحوامل وأنماط اقتسام القناة، والتجميع باقتسام التردد المتعامد إضافةً إلى التعريف الرياضي لنسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة، والخواص الإحصائية لهذه النسبة وآثارها في إشارة التجميع باقتسام التردد المتعامد.

Abstract

The high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) in multi-carrier modulation signals is considered as the major drawback of such a modulation. This report presented the theory of PAPR reduction algorithms in Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) scheme and the simulation results for one of these algorithms which is Tone Reservation technique. The first chapters in this report contain the main principle of the multi-carrier modulation and channel partitioning schemes, OFDM signals and the mathematical definition, statistical properties and effects of PAPR in OFDM signals.

الدراسة المرجعية

يعود تاريخ ظهور التجميع باقتسام التردد المتعامد إلى منتصف الستينيات من القرن العشرين حين قدم تشانغ R.W.Chang [28] الأساس النظري للإرسال متعدد الحوامل وبيّن إمكانية استعادة إشارات القنوات الجزئية دون تداخل بين هذه القنوات. في العام 1971 أثبت إيبيرت ووينشتين [29] Weinstein & Ebert إمكانية استخدام تحويل فورييه المنقطع DFT لتوليد الإشارة متعددة الحوامل مما فتح الباب مع تطور التكنولوجيا لإنجاز هذه التعديل بكلفة منخفضة. وفي العام 1980 طرح استخدام البادئة الدورية في OFDM لتقادي تداخل الرموز البيني والمحافظة على التعامدية [30] وبيّن شيمين Cimini [31] في العام 1985 إمكانية استخدام OFDM في بيئات الاتصالات النقلة Mobile Communication. في مراحل لاحقة جرى اعتماد هذا التعديل في العديد من نظم الاتصالات الحديثة كنظم البث الصوت الرقمي DAB [32]، والبث التلفزيوني الرقمي DVB [33] في منتصف التسعينيات من القرن العشرين، والشبكات اللاسلكية المحلية HIPERLAN2، و WiFi في المعيارين IEEE 802.11a، و IEEE 802.11g في أواخر التسعينيات من القرن العشرين [34]، وكذلك في شبكات WiMAX [34]، وبعد أحد النظم المنافسة للاعتماد في نظم الجيل الرابع من الاتصالات 4G[35].

كما قُدمت العديد من التقنيات والخوارزميات التي تهدف إلى التخفيف من التغيرات الحادة في مطال إشارة OFDM. بعض هذه التقنيات تطبق ما قبل مرحلة التعديل عن طريق أنواع خاصة من الترميز coding التي تخفف احتمال تراكم إشارات الحوامل المتعددة بتوافق في الصفحة مما يخفف احتمال ظهور القمم العالية في الإشارة [14]. البعض الآخر من التقنيات يقبل بتشوهات لخطية في الإشارة ويعوض عن هذه التشوهات بالترشيح وترميز تصحيح خطأ. (Error correction code) عالي الفعالية [11,12]. مجموعة أخرى من التقنيات تعتمد إلى حذف هذه القمم في الإشارة في المجال الزمني عن طريق إضافة إشارة أخرى ذات قمم معاكسة في الصفحة [20]. جميع التقنيات السابقة تصيب جزءاً من الهدف المنشود مقابل ارتفاع في تعقيد النظام سواء في المرسل أو المستقبل أو الاثنين معاً أو مقابل انخفاض في الأداء للنظام كمعدل البت مثلاً.

الفصل الأول

مقدمة عامة

Introduction

إنّ الطلب على الخدمات ذات معدلات النقل العالية للمعطيات يزداد بشكل متسارع، وتدعم معظم الأوساط الفيزيائية المتوافرة نقل المعطيات عريضة المجال، وتتطلب هذه الخدمات تتطلب نقل معطيات موثوق عبر بيئة قاسية.

تعاني معظم أنظمة النقل من مشاكل متعددة مثل التخامد، والضجيج، والتداخل متعدد المسارات، والتذبذب الزمني، وعدم الخطية ويفترض أن تخضع لقيود عديدة مثل استطاعة رسال محددة وعرض مجال ترددي محدد وتكلفة محددة. يُعدّ التعديل متعدد الحوامل أحد تقنيات التعديل التي شاعت مؤخراً لمناعته لعدد من العيوب السابقة الذكر.

تعاني الإشارات متعددة الحوامل من مشكلة مهمّة وهي التذبذب الكبير لغلاف الإشارة، ويعبر عنها بعامل نسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة $\text{Peak to Average Power Ratio (PAPR)}$.

بسبب أنّ معظم أنظمة النقل العملية ذات قيمة محدودة لذروة الاستطاعة، فإنّ تصميم نظام ليعمل بشكل مثالي ضمن منطقة خطية يتطلب العمل عند مستويات محددة من الاستطاعة أدنى من قيمة عظمى مسموح بها.

و لتجنب عمل المكبر ضمن منطقة غير خطية يُطبّق قص على الإشارة، وهذا بدوره يسبب تشوهات إضافية تزيد من معدل خطأ البت، كما يسبب زيادة في عرض المجال الطيفي للإشارة المرسلّة مما يؤدي إلى تراكم الأتقنية المتجاورة مع بعضها البعض (Overlap) ونقص بالاستطاعة للإشارة، وهذا يؤدي كلّ إلى سوء الأداء.

قمنا في هذا البحث بدراسة عدّة خوارزميات لتخفيض عامل الذروة، ومقارنة الأداء.

1.1 محتوى البحث :

الفصل الثاني : يدرس التعديل متعدد الحوامل وتقنياته وعلى الأخص التعديل الرقمي متعدد النغمات Orthogonal Discrete Multi-Tone (DMT)، والتجميع باقتسام التردد المتعامد Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).

الفصل الثالث: يدرس بنية نظام التجميع باقتسام التردد المتعامد Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)، كما يشمل الدراسة الرياضية لإشارة OFDM.

الفصل الرابع : يدرس نسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة Peak to Average Power Ratio (PAPR) إضافةً إلى استنتاج الحدود المطلوبة لقيم عامل الذروة لإشارات الزمن المستمر باستخدام عينات الزمن المتقطع، حيث أنّ طرق تخفيض عامل الذروة مدروسة استناداً إلى عينات الإشارة المتقطعة زمنياً، ومن ثمّ يمكن تعميم هذه الطرق من أجل التنبؤ بحسابات قيم عامل الذروة للإشارة المستمرة زمنياً.

الفصل الخامس: يدرس التقنيات المختلفة لإنقاص النسبة PAPR (عامل الذروة) حيث تصنّف هذه التقنيات إلى تقنيات إنقاص النسبة PAPR بوجود تشويه في الإشارة PAPR Reduction with Distortion وتقنيات إنقاص النسبة PAPR بدون وجود تشويه في الإشارة PAPR Reduction with Distortionless.

الفصل السادس: يدرس الطريقة الأولى (بوجود تشويه) لتخفيض قيمة عامل الذروة ويطلق عليها التخفيض بطريقة حقن النغمة Tone Injection وتُعدّ هذه الطريقة أحد الحلول الفعالة الأقرب التي تحقق أداءً يقترب من الأداء المثالي.

الفصل السابع : يدرس الطريقة الثانية لتخفيض قيمة عامل الذروة بواسطة التوسعة الفعّالة للكوكبة Active Constellation Extension والتي تعمل على انقاص النسبة PAPR من دون حدوث فقد في معدل الإرسال.

الفصل الثامن : يدرس الطريقة الثالثة لتخفيض قيمة عامل الذروة وهي طريقة الحديثة لتخفيض عامل الذروة بدون وجود تشويه وهي طريقة حجز النغمة (TR) Tone Reservation.

الفصل التاسع: يتضمن تقييم أداء طريقة حجز النغمة باستخدام المحاكاة بواسطة برمجية ماتلاب .Matlab

مقارنة بين التقنيات السابقة والاستنتاجات المرتبطة بها والآفاق المستقبلية.

الفصل الثاني

التعديل متعدد الحوامل

Multi-Carrier Modulation

(MCM)

تقوم فكرة التعديل متعدد الحوامل MCM على تقسيم قناة الاتصال ذات المجال الترددي المحدود band limited channel إلى عدد من القنوات الجزئية sub-channels المستقلة، بحيث يصار إلى تقسيم سيل المعطيات المراد إرسالها إلى مجموعة من الكتل لترسل كل كتلة ضمن قناة جزئية مختلفة. معدل نقل المعطيات ضمن كل قناة جزئية أقل بكثير من معدل نقل المعطيات الكلي، ومن ثم فإن الطول الزمني للرمز المرسل أكبر بكثير من طول نظيره في حالة تعديل بحامل واحد له نفس معدل النقل. يُختار عدد القنوات الجزئية بحيث يكون عرض كل من هذه القنوات أقل من عرض المجال الترددي المتماسك coherence bandwidth للقناة الأساسية، ومن ثم فإن هذه القنوات تكون ذات خفوت مستوي flat fading مما يجعل تداخل الرموز البيني (ISI) Inter Symbol Interference في مستواه الأدنى.

يقدم التعديل متعدد الحوامل حلاً للعديد من المنغصات التي تعترض أداء التعديل أحادي الحامل single carrier modulation خاصة في القنوات ذات الخفوت الانتقائي selective fading channels كالقنوات اللاسلكية wireless channels وهذا جعل أنماط التعديل المندرجة في إطار هذه العائلة كالتعديل الرقمي متعدد النغمات (DMT) Discrete Multi-Tone و التجميع باقتسام التردد المتعامد (OFDM) Orthogonal frequency Division Multiplexing تُعتمد في العديد من نظم الاتصالات الحديثة السلكية واللاسلكية.

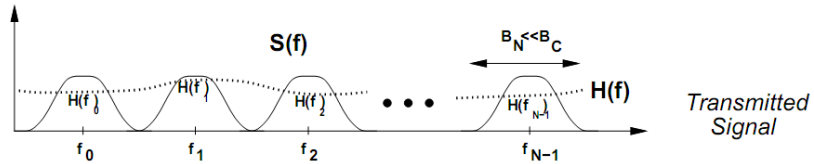
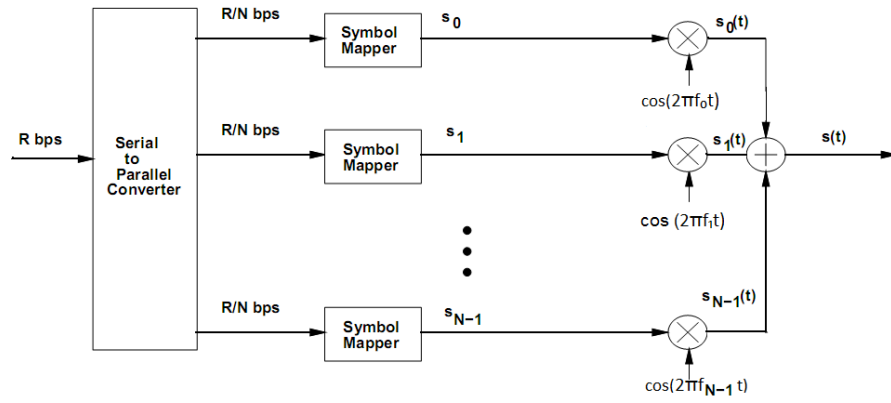
نقدم في هذا الفصل بعض الخطوط العريضة عن التعديل متعدد الحوامل وتجزئة القناة.

1.2 التعديل متعدد الحوامل (multi carrier modulation):

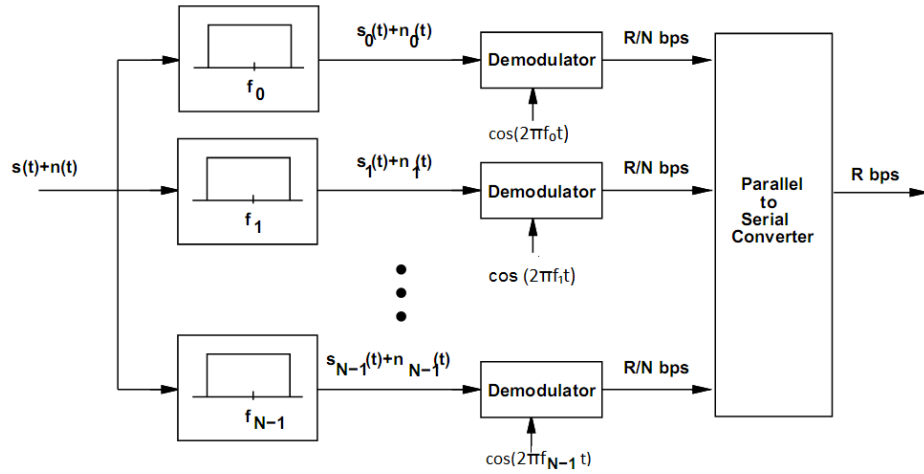
بفرض قناة ذات عرض طيفي B وعرض مجال متماسك B_C بحيث $B_C < B$ ، فإنّ $T_{ds} \approx 1/B_C \gg 1/B \approx T$ أي أنها قناة ذات خفوت انتقائي، تقسم هذه القناة إلى N قناة جزئية بعرض طيفي لكل قناة جزئية $B_N = B/N$ ممرضة حول N حامل جزئي، ويكون معدل الإرسال في كل قناة جزئية $R_N \approx R/N$ ، حيث R هو معدل الإرسال الكلي. من أجل عدد كبير نسبياً من القنوات يكون $B_N \ll B_C$ ، ومن ثمّ تكون هذه القناة ذات خفوت مستوي. في المجال الزمني، يكون زمن الرمز T_{sym} في جميع القنوات الجزئية متناسباً مع عرض القناة $1/B_N$ من ثمّ وبما أن $B_N \ll B_C$ ، فإن $T_{sym} \approx 1/B_N \gg 1/B_C \approx T_{ds}$ ، حيث T_{ds} هو تأخير الانتشار delay spread، وهو القيمة الإحصائية للفواصل الزمني بين وصول أول مسار للإشارة وآخر مسار في قناة متعددة المسارات، مما يخفض تداخل الرموز البيني [1].

يبين الشكل (1-2) بنية المرسل في نظام تعديل متعدد الحوامل حيث يقسم سيل المعطيات إلى N كتلة منفصلة. تعدل الكتلة ذات الدليل i بإحدى نظم التعديل في المجال القاعدي (عادة MQAM أو MPSK) لتحمل على التردد الجزئي f_i والتي ستشغل المجال الترددي للقناة B_i ومن ثم جمع الإشارات لتشكل الإشارة متعددة الحوامل.

في المستقبل، تمرر إشارة الحوامل المتعددة على بنك من المرشحات الممرضة حول الحوامل الجزئية وبعرض طيفي يساوي عرض القناة الجزئية لنحصل على إشارات الحوامل الجزئية المنفصلة ليصار إلى كشف التعديل في المجال القاعدية واسترجاع المعطيات الجزئية ومن ثم تجميعها للحصول على سيل المعطيات المرسل. يبين الشكل (2-2) بنية المستقبل.



الشكل 2-1: مرسل نظام التعديل متعدد الحوامل [1]



الشكل 2-2: مستقبل نظام التعديل متعدد الحوامل [1]

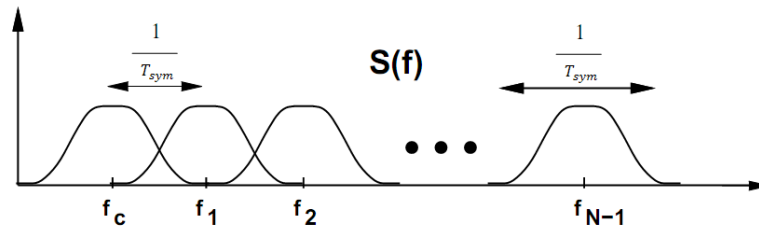
2.2 التعديل متعدد الحوامل بقنوات جزئية متداخلة (Multicarrier Modulation :With Overlapping Subchannels)

يمكن تحسين فعالية استخدام الطيف في التعديل متعدد الحوامل بواسطة السماح بالتراكب بين القنوات الجزئية. في هذه الحالة، يجب أن تكون الحوامل الجزئية المتوضّعة في مراكز القنوات الجزئية متعامدة فيما بينها ليتمكن المستقبل من الفصل بين إشارات القنوات المتراكبة. يحقق اختيار الحوامل الجزئية من المجموعة $\cos(2\pi f_k t + \varphi_k)$ ، حيث $\{f_k = k/T_{\text{sym}} : k = 1, 2, \dots, N - 1\}$ شرط التعامد المطلوب بالعلاقة (2.1)

$$\begin{aligned} & \int_0^{T_{\text{sym}}} \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \cdot \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) \cdot dt \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{T_{\text{sym}}} \cos(2\pi(f_i - f_j)t + \varphi_i - \varphi_j) \cdot \cos(2\pi(f_i + f_j)t + \varphi_i + \varphi_j) dt \\ &= \frac{1}{2} T_{\text{sym}} \delta(i - j) \end{aligned} \quad (2.1)$$

وذلك $\forall i, j \in \{0, \dots, N - 1\}$

تبين العلاقة (2.1) أن اختيار الحوامل الجزئية بتباعد بين حاملين متجاورين يساوي $1/T_{\text{sym}}$ يحقق شرط التعامد بين هذه الحوامل، ويبرهن على أن أي مجموعة أخرى ذات تباعد أقل من التباعد السابق لا يمكن أن تحقق شرط التعامد [2]. يبيّن الشكل (2-3) الحوامل المتعامدة المتداخلة.



الشكل 2-3: الحوامل المتعامدة المتداخلة [1]

يفرض التراكب بين القنوات تغييراً في بنية المستقبل ليتمكن من استخلاص الرموز من الإشارة المرسلة حيث يبيّن الشكل (2-4) البنية الجديدة للمستقبل. بإغفال أثر القناة والضجيج على الإشارة المرسلة،

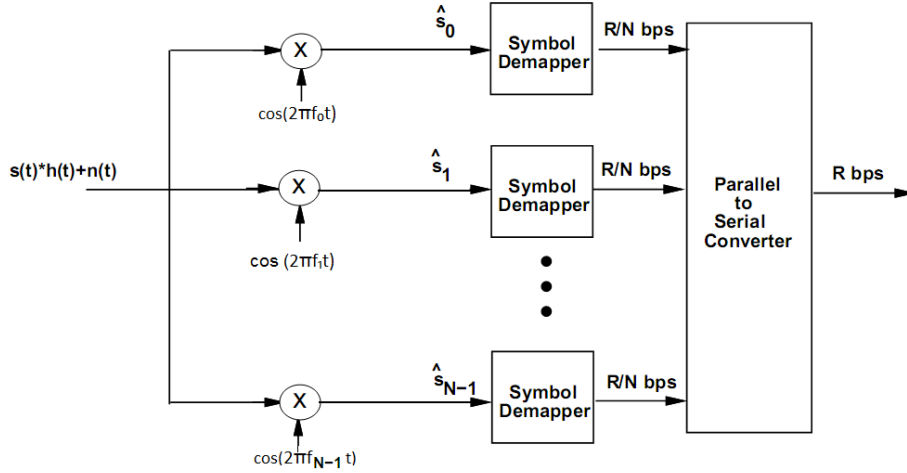
يستخلص الرمز s_i ، $i = 0, \dots, N - 1$ وفق الصيغة المبيّنة بالعلاقة (2.3):

$$\begin{aligned}
\hat{s}_i &= \int_0^{T_{\text{sym}}} \left(\sum_{k=0}^{N-1} s_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \right) \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \cdot dt \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} s_k \int_0^{T_{\text{sym}}} \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \cdot dt \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} s_k \delta(k - i) \quad (2.2) \\
&= s_i \quad (2.3)
\end{aligned}$$

حيث تنتج العلاقة (2.2) من شرط التعامدية بين الحوامل الجزئية المثبت في العلاقة (2.1) بإضافة تأثير القناة والضجيج على الإشارة المرسلية يكون الرمز المستخلص بتحليل مماثل للتحليل السابق نحصل على العلاقة (2.4):

$$\hat{s}_i = \alpha_i s_i + n_i \quad (2.4)$$

وفيها $\alpha_i = H(f_i)$ هو عامل تخميد القناة الجزئية ذات الدليل i و n_i هي مركبة الضجيج الأبيض الغوسي المضافة في هذه القناة باستطاعة تساوي $N_0 B_N$ حيث N_0 الكثافة الطيفية للضجيج الأبيض.



الشكل 2-4: بنية المستقبل في حالة القنوات المتداخلة [1]

3.2 تجزئة القناة في الزمن المتقطع:

ترتكز جميع تقنيات التعديل متعدد الحوامل على مبدأ تجزئة القناة. تقوم هذه الطريقة على تجزئة قناة الإرسال إلى عدد من الأقنية الجزئية المتوازية الضيقة والمستقلة فيما بينها .

من أجل وصف دقيق لتجزئة القناة سنقوم بدراسة حالة الزمن المستمر والزمن المتقطع .

بدايةً سيجري التركيز على تجزئة القناة ذات الزمن المتقطع حيث يجري تجزيء القناة إلى أجزاء، وفي هذه الحال سنفرض أن التأثير الكلي لكل من مرشح الإرسال وقناة الإرسال ومرشح الاستقبال يمكن تقريبه إلى استجابة نبضية منتهية لمرشح Finite Impulse Response (FIR).

بفرض h هو التمثيل العكدي المتقطع للاستجابة النبضية لقناة الاتصال، وبفرض y تمثل عينات إشارة الخرج وهي تابعة لعينات إشارة الدخل x وفق العلاقة (2.5):

$$y = Hx + n \quad (2.5)$$

وفيها n تمثل عينات ضجيج القناة

تمثل المعادلة السابقة علاقة الدخل بالخرج لعينات كتلة واحدة من الإشارة.

وفي أنظمة الاتصالات العملية نرسل المعطيات بشكل مستمر، ومن ثم فإن المعادلة (2.5) تكتب بالشكل $y^m = Hx^m + n^m$ حيث m تمثل رقم الكتلة.

لإرسال المعلومات عبر نظام متعدد الحوامل بطول محدد، فإن المعلومات يجب تقسيمها إلى كتل من

البتات، تُعد كل كتلة شعاع من الرموز العكدية $X^m = [X_0^m \dots X_{N-1}^m]$.

و تعطى الموجة المعدلة x بالعلاقة (2.6):

$$x^m = \sum_{k=0}^{N-1} m_k X_k^m = M X^m \quad (2.6)$$

حيث $\{m_k: k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ تمثل أشعة الإرسال القاعدية (الأساسية)، و $M(1 \times N)$ هي المصفوفة التي تشكل أشعة الإرسال القاعدية أعمدها. عند الاستقبال يجري فك تعديل الشعاع y^m اعتماداً على العلاقة (2.7):

$$Y^m = \begin{bmatrix} f_{N-1}^* y^m \\ \vdots \\ f_0^* y^m \end{bmatrix} = F^* y^m \quad (2.7)$$

حيث $\{f_k^*: k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ تمثل مجموعة أشعة الاستقبال القاعدية، و $F^*(N \times 1)$ هي المصفوفة التي تشكل أشعة الاستقبال القاعدية صفوفها، (*) يدل على خاصية الهرمية للمصفوفات (مرافق المنقول لمصفوفة ما) وتعطى علاقة الدخل بالخرج بالعلاقة (2.8):

$$Y^m = F^* H M X^m + F^* n^m \quad (2.8)$$

هناك خيارات متعددة لكل من F و M ، وتقود بدورها إلى عدد من البنى متعددة العوامل الممكنة. ففي الحالة البسيطة التي تكون القناة فيها بدون ذاكرة $h = [h_0 \ 0 \ \dots \ 0]$ ، وباختيار M لتكون مصفوفة متعامدة حيث $M^{-1} = M^*$ ، ووضع $F = M$ لنحصل على تجزئة مثالية للقناة وتصبح المعادلة المعطاة بالعلاقة (2.8) معادلة خطية، كما هو مبين في العلاقة (2.9):

$$Y_k^m = h_0 X_k^m + N_k^m, k = 0, \dots, N - 1 \quad (2.9)$$

ويمكن عدّ عينات الضجيج N_k^m على أنها عينات توزع غاوصي مستقل (i.i.d)، إذا كانت عينات الضجيج في المستوي الزمني هي أيضاً عينات غاوصية n_k^m . أمّا في حالة قناة بذاكرة، يوجد العديد من أنماط التجزئة الممكنة نعرض منها حالتها تجزئة القناة باستخدام ترميز الشعاع

Discrete Multi-Tone vector coding والتجزئة بالتعديل الرقمي متعدد النغمات المتقطع OFDM والتجميع باقتسام التردد المتعامد DMT.

1.3.2 التجزئة بترميز الشعاع PAPRTITIONING FOR VECTOR CODING:

المصفوفة H ذات الأبعاد $N \times (N + \mu)$ في المعادلة (2.5) يمكن تجزئتها بواسطة التجزئة بالقيم الفردية Singular Value Decomposition(SVD) [3] كما في المعادلة التالية:

$$H = U[A : 0_{N,\mu}]V^* \quad (2.10)$$

حيث U هي مصفوفة واحدة ذات أبعاد $N \times N$ ، و V هي مصفوفة مربعة واحدة أبعادها $(N + \mu) \times (N + \mu)$ ، و $0_{N,\mu}$ هي مصفوفة أصفار بأبعاد $N \times \mu$ ، و A هي مصفوفة قطرية بأبعاد $N \times N$ عناصر قطرها $\lambda_k: k = 0, 1, \dots, N - 1$

يؤمن الترميز الشعاعي تقسيم القناة إلى N قناة متوازية بواسطة اختيار مصفوفة الإرسال $M = V$ ومصفوفة الاستقبال $F = U$ وتشكيل الشعاع المرسل $\hat{X}^m$ المعطى بالعلاقة (2.11)

$$\hat{X}^m = [X^{m*} : 0_{1,\mu}]^* \quad (2.11)$$

وتعطى الإشارة المستقبلية بالعلاقات من (2.12) إلى (2.15):

$$Y^m = U^* H V \hat{X}^m + U^* n^m \quad (2.12)$$

$$= U^* U [A : 0_{N,\mu}] V^* V \hat{X}^m + U^* n^m \quad (2.13)$$

$$= [A : 0_{N,\mu}] \hat{X}^m + U^* n^m \quad (2.14)$$

$$= A X^m + N^m \quad (2.15)$$

وبما أن U هي مصفوفة واحدة، فإنّ شعاع الضجيج N^m هو ضجيج أبيض غاوسي جمعي بتشتت يساوي n^m

يمكن التعبير عن العلاقة (2.15) بواسطة N قناة منفصلة، وذلك كحالة القناة عديمة الذاكرة، و يمكن كتابتها بالعلاقة (2.16):

$$Y_k^m = \lambda_k X_k^m + N_k^m \quad : k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.16)$$

يبيّن هذا التحليل أنّ شعاع الترميز يعمل على التخلص من تداخل الرموز البيئي بواسطة إضافة أصفار إلى الشعاع المرسل X^m في المعادلة (2.12)، وذلك باستخدام الأشعة المفردة اليمينية واليسارية لمصفوفة توبليتز Toeplitz. على الرغم من أنّ شعاع الترميز يملك قيمة عالية لنسبة الإشارة إلى الضجيج SNR لأي قناة مجزأة، لكنه لا يستخدم عملياً بسبب التعقيد في حساب التجزئة بالقيم الفردية SVD.

2.3.2 تجزئة القناة باستخدام DMT و OFDM:

التعديل متعدد النغمات المتقطع DMT والتجميع باقتسام التردد المتعامد OFDM هي أكثر الطرق الشائعة لتجزئة القناة، و بالرغم من إضافة قيد على التتابعية المرسل، فإنّ تعقيد كل من المرسل والمستقبل يبقى أقل من استخدام ترميز الشعاع. تستخدم كل من DMT&OFDM نفس مصفوفة التجزئة ولكنهما تختلفان في حساب شعاع المعطيات. X^m في نظام OFDM يجري اختيار جميع عناصر شعاع المعلومات X_k^m أي جميع الأقنية الجزئية يجري اختيارها من ذات التوزع. أما معدلات DMT فهي تقوم بأمثلة optimize الاستطاعة وعدد البتات في كل قناة جزئية وذلك من أجل الوصول للقيمة العظمى للأداء العام بالنسبة لقناة مُحددة، هذه الأمثلة تسمى بالتحميل Loading.

يُستخدم OFDM في التطبيقات الإذاعيّة، بسبب أنّ المعطيات يجري فك تعديلها بواسطة مستقبلات متعددة، ولا يمكن أمثلة التحميل لمستخدم محدد. كما يستخدم للإرسال من نقطة لنقطة في البيئة اللاسلكية ذات التغير السريع حيث لا يستطيع المستقبل إجراء تغذية عكسية من البتات والطاقة للمرسل. يُعدّ OFDM أسلوب التعديل المختار من أجل والبث الصوتي الرقمي Digital Audio Broadcasting (DAB) ومن أجل تحسين أداء الجيل الثاني لشبكات الراديوية High

Net(HIPERLAN) Performance Radio Local Area [35]. أما DMT فهو يستخدم من أجل تطبيقات الاتصال من نقطة لنقطة في الألفية ذات التغير الزمني البطيء، مثل خطوط الهاتف، وقد جرى اعتماده في خطوط المشترك الرقمي غير المتناظرة Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) وخطوط الهاتف المجدولة Twisted Pair(TP)، وكذلك في حلقات المشترك الرقمي ذات السرعة العالية Very high DSL(VDSL). ويوصف OFDM في بعض التطبيقات على أنه Coded-OFDM (COFDM)، حيث يتم تطبيق تصحيح الخطأ forward error correction على الإشارة قبل الإرسال للتخلص من أخطاء النقل العائدة لضياع الحوامل نتيجة خفوت التردد الانتقائي، وتأثير ضجيج القناة، وخصائص انتشار الإشارة كما في البث الفيديوي الرقمي الأرضي Terrestrial Digital Video Broadcasting(DVB-T).

للحصول على تجزئة للقناة في نظم OFDM&DMT على الشعاع المعدل x^m أن يحقق الشرط المبين بالعلاقة (2.17):

$$x_{-k}^m = x_{N-k}^m, k = 1, 2, \dots, \mu \quad (2.17)$$

بمعنى أن الشعاع المرسل x^m يجري تمديده بإضافة نسخ الجزء المكون من μ عينة متوضعة في نهاية هذا الشعاع إلى بدايته، وهذا ما يسمى بإقحام البادئة الدورية Cyclic Prefix(CP). بناءً على ذلك يمكن إعادة كتابة العلاقة (2.5) وفق الصيغة (2.18) و (2.19):

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_\mu & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_\mu & 0 & \dots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_\mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_0 \\ x_{N-1} \\ \vdots \\ x_{N-\mu} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N-1} \\ \vdots \\ n_0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

وبشكل مكافئ

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_\mu & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_\mu & 0 & \dots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_\mu \\ h_\mu & 0 & \dots & 0 & h_0 & \dots & h_{\mu-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_1 & \dots & h_\mu & 0 & 0 & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N-1} \\ \vdots \\ n_0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

أو بالشكل المبين بالعلاقة (2.20)

$$y = \hat{H}x + n \quad (2.20)$$

وفيها $\hat{H}$ تمثل الاستجابة النبضية للقناة بعد إضافة البادئة الدورية CP ونلاحظ أن المصفوفة $\hat{H}$ هي مصفوفة مربعة $N \times N$ وحلقية بمعنى أن أعمدة هذه المصفوفة هي عبارة عن إزاحة دائرية عن بعضها البعض. وفقاً لهذه الخاصية فإن تجزئة هذه المصفوفة حسب SVD يكون أبسط حسابياً [3].

إن تحويل فورييه المتقطع العكسي لشعاع من N نقطة $W = [W_0 \dots W_{N-1}]^T$ هو أيضاً شعاع من N نقطة $w = [w_0 \dots w_{N-1}]^T$ ويعطى بالعلاقة (2.21):

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} W_k e^{j2\pi kn/N}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.21)$$

وكذلك تحويل فورييه المتقطع المباشر يعطى بالعلاقة (2.22):

$$W_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j2\pi kn/N}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.22)$$

وبشكل مكافئ فإن تحويل فورييه المتقطع ومعكوسه يمكن كتابتهما على شكل مصفوفات بالعلاقين (2.23) و (2.24)

$$W = Qw \quad (2.23)$$

$$w = Q^*W \quad (2.24)$$

وفيها تمثل Q^* مصفوفة تحويل فورييه المتقطع ذات العناصر $q_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi kn/N}$ و Q مصفوفة معكوس تحويل فورييه المتقطع.

باستخدام هذا التعريف يمكن أن نلاحظ أن المصفوفة $\hat{H}$ يمكن أن تكتب بالشكل المعطى بالعلاقة (2.25):

$$\hat{H} = QAQ^* \quad (2.25)$$

حيث القيم القطرية للمصفوفة A هي $\lambda_k = H_k = \text{DFT}(h)$

باختيار أعمدة المصفوفة Q كأشعة إرسال أساسية $M = Q$ وباختيار أسطر المصفوفة Q^* أشعة استقبال أساسية $F^* = Q^*$

تعطى علاقة الدخل بالخرج بالعلاقة (2.26):

$$Y_k^m = H_k X_k^m + N_k^m : k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.26)$$

وهنا نلاحظ أن القناة قد جرت تجزأتها من جديد إلى قناة ضجيج غاوصي أبيض Additive White Gaussian Noise (AWGN). والفائدة الأساسية من التقسيم في نظم DMT & OFDM مقارنة مع الترميز الشعاعي تتمثل في أن DFT يمكن توظيفه بدرجة تعقيد مقدارها $O(N \log N)$ عملية، مقارنة مع درجة تعقيد $O(N^2)$ لضرب المصفوفة، ولكن ذلك يكون على حساب الفعالية، حيث أن إضافة CP يخفض الأداء مقارنة مع ترميز الشعاع ولكن ذلك لا يؤخذ بالحسبان إذا ما كانت $\mu \ll N$ [6].

الفصل الثالث

التجميع باقتسام التردد المتعامد

Orthogonal Frequency Division

Multiplexing (OFDM)

يُعدّ التجميع باقتسام التردد المتعامد (OFDM) أحد نظم التعديل متعدد الحوامل بقنوات جزئية متداخلة كما يمكن عدّه أحد طرق التجميع والنفاذ المتعدد Multiple access في نظم الاتصالات الحديثة. إن الفعالية العالية لأداء نظام OFDM إضافةً إلى سهولة التتجزير العملي اعتماداً على تحويل فورييه السريع Fast Fourier Transform (FFT) لهذا النظام جعلته أحد أوسع نظم التعديل متعدد الحوامل انتشاراً.

الحوامل الجزئية في نظام OFDM تكون متعامدة فيما بينها بحيث يجري إلغاء التراكب بين القنوات الجزئية. تُحقّق التعامدية بين الحوامل الجزئية بجعل الفاصل الترددي بين حاملين متجاورين مساوياً لمقلوب الزمن الفعلي للرمز المرسل [2]. تتيح البادئة الدورية المضافة في نهاية كل رمز إلغاء تداخل الرموز البيني .

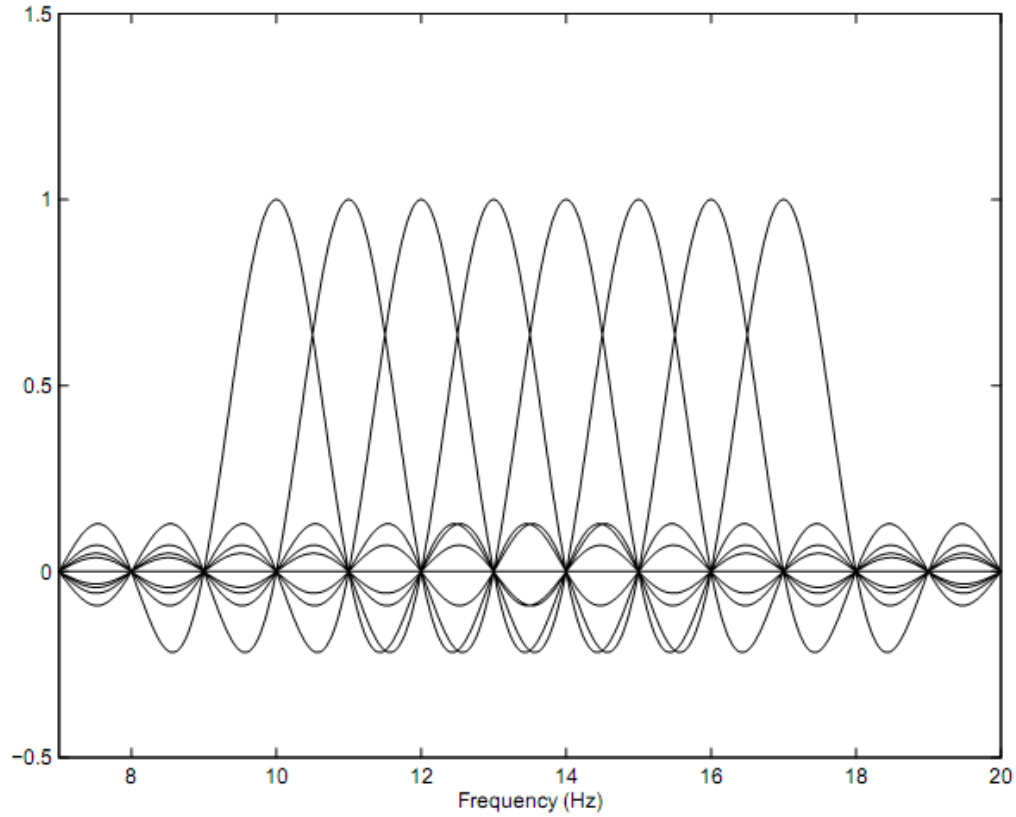
نقدم في هذا الفصل البنية الأساسية لنظام التجميع باقتسام التردد المتعامد وبعض خواص هذا التعديل وإشارة الحوامل المتعددة الناتجة عنه.

1.3 بنية نظام OFDM:

يجري في نظام التعديل OFDM تقسيم القناة ذات المجال الترددي المحدود band-limited channel إلى عدد كبير من القنوات الجزئية sub-channels، حيث يجري تحميل المعطيات على مجموعة من الحوامل الجزئية المنفصلة sub-carriers المتمركزة في هذه القنوات. تحقق هذه

الحوامل في نظم الـ OFDM شرط التعامدية فيما بينها، مما يتيح استخلاص المعلومات المحملة على أحد هذه الحوامل دون تداخل مع الحوامل الأخرى، مما يرفع فعالية استخدام المجال الترددي المحدود. يجري تحقيق التعامدية بين هذه الحوامل باختيار المسافة الفاصلة بين حاملين متجاورين مساوياً لمقلوب الطول الزمني الفعلي للرمز [2]. يُحدد عدد الحوامل الجزئية بحيث يكون $N = 2^k$; تنتمي إلى مجموعة الأعداد الطبيعية لسهولة التنفيذ العملي باستخدام تحويل فورييه السريع FFT [5].

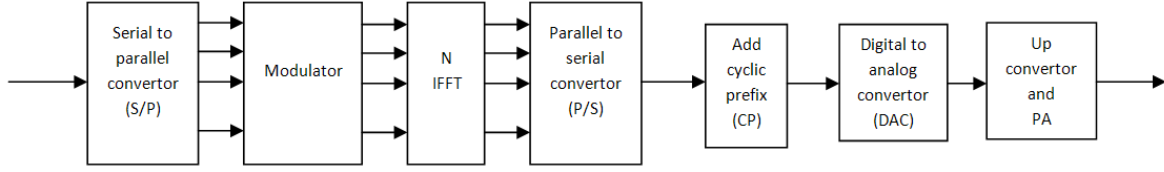
يبين الشكل (3-1) طيف الحوامل المتعامدة في إشارة OFDM حيث نلاحظ انعدام طيف كل من الحوامل عند مركز حامل مُحدد مما يلغي التداخل بين هذه الحوامل Inter Carrier Interference (ICI).



الشكل 3-1: الحوامل المتعددة لإشارة OFDM [2]

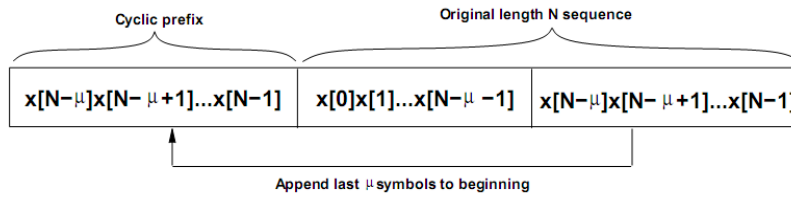
1.1.3 مرسل OFDM:

يبين الشكل (3.2) بنية المرسل في نظم الاتصالات التي تعتمد التعديل OFDM.



الشكل 3-2: بنية مرسل OFDM [2]

يقسم سيل البتات الوارد إلى N كتلة تفرعية بواسطة ومبدل تسلسلي/تفرعي (S/P) Serial/PAPRallel تعدل في المجال القاعدي (MPSK, MQAM) لتوليد شعاع معطيات عقدي يعدل كل عنصر فيه أحد الحوامل الجزئية المتعامدة. ينقل الشعاع المعدل إلى المجال الزمني بواسطة تحويل فورييه السريع العكسي IFFT ليعاد تحويله إلى النمط التسلسلي بواسطة مبدل تفرعي/تسلسلي (P/S)، ثم تُضاف البادئة الدورية (CP) للشعاع الزمني الناتج كما هو مبين في الشكل (3-3). تولد عندئذ الإشارة التماثلية بواسطة مبدل رقمي/تماثلي (DAC) وتُحمّل على التردد الحامل لتمرر إلى مضخم الاستطاعة، ومن ثم إلى قناة الاتصال.

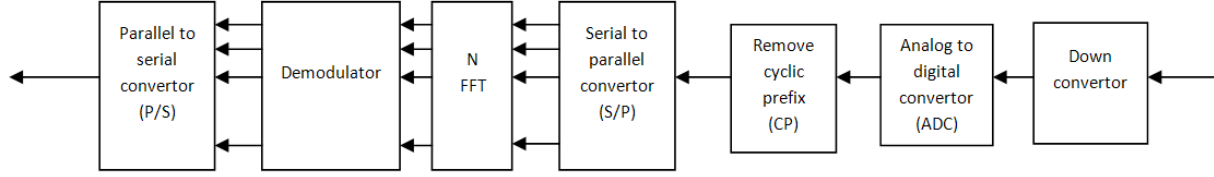


الشكل 3-3: إضافة البادئة الدورية لرمز OFDM [6]

يتيح إضافة البادئة الدورية تحويل جداء التلاف الخطي Linear convolution multiplication للإشارة بتابع الاستجابة النبضية للقناة إلى جداء تلاف حلقي Circular convolution multiplication مما يمكن المستقبل من تقادي تداخل الرموز البيني نظراً لأن العينات الأولى من خرج القناة والتي تكون متأثرة بعينات الرمز السابق يمكن ببساطة إهمالها في حين أن عينات الرمز الفعلية لن يطلها أي تأثير كما سبق ذكره في الفصل الثاني [6].

2.1.3 مستقبل OFDM:

يجري في المستقبل إجراء عملية معاكسة لما جرى في المرسل لاستخلاص المعطيات المرسلّة. ويبيّن الشكل (3-4) بنية المستقبل في نظم OFDM.



الشكل 3-4: بنية مستقبل OFDM [2]

تجري استعادة إشارة المجال القاعدي وتحوّل إلى الشكل الرقمي بواسطة مبدل تماثلي/رقمي (ADC)، ثم تُزال البادئة الدورية وهي العينات الـ μ الأولى من خرج القناة والتي تكون قد تأثرت بتداخل الرموز البيني نتيجة تأخير الانتشار. يحول الشعاع الناتج إلى الشكل التفرعي ويجري تحويله إلى المجال الترددي بواسطة تحويل فورييه السريع FFT ومن ثم فك تعديل المجال القاعدي للحصول على سيل البتات المرسل.

2.3 الفعالية الطيفية لنظام OFDM:

يقسم المجال الترددي B لإشارة OFDM على N حامل جزئي بتباعد بين هذه الحوامل يساوي $\Delta f = 1/T_{\text{sym}}$ 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 (3.1):

$$R_{\text{sub}} = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_{\text{sym}} + T_{\text{CP}}} \text{ sym/sec} \quad (3.1)$$

ويعطى معدل الإرسال الكلي بالعلاقة (3.2):

$$R = NR_{\text{sub}} = \frac{N}{T_{\text{sym}} + T_{\text{CP}}} \text{ sym/sec} \quad (3.2)$$

وبذلك تكون الفعالية الطيفية لنظام OFDM معطاة بالعلاقة (3.3):

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

في الحالة العملية يكون $N \gg 1$ وفي حال كان لدينا $T_{\text{CP}} \ll T_{\text{sym}}$ ، فإن الفعالية الطيفية لنظام OFDM تساوي 1 sym/sec، فإذا كان نمط التعديل المستخدم في المجال القاعدي عبارة عن MQAM أو MPSK مثلاً فإن الفعالية الطيفية للنظام تُعطى بالعلاقة (3.4) :

$$\xi = \log_2(M) \text{ bit/sec/Hz} \quad (3.4)$$

حيث $M = 2^k$ ، k يمثل عدد البتات في الرمز (رموز MQAM أو MPSK)

كما هو مبين في العلاقة (3.3) إضافة البادئة الدورية تسبب هبوطاً 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 في القنوات ذات تأخير الانتثار delay spread صغير كما في حالة الشبكات اللاسلكية الداخلية ومن ثم فإن الهبوط في الفعالية نتيجة إضافة البادئة الدورية غالباً ما يكون صغيراً).

3.3 دراسة لإشارة OFDM:

وجدنا فيما سبق أن شعاع رموز المعطيات المعدلة $[X_0^m \dots X_{N-1}^m]$ يحول إلى الشعاع الزمني المتقطع $[x_0^m \dots x_{N-1}^m]$ بواسطة إجراء تحويل فورييه المتقطع العكسي IDFT كما هو مبين في العلاقتين (3.4) و (3.5) :

$$x^m[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \cdot w[n] \quad (3.4)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \cdot w[n] \quad (3.5)$$

وفيها $W[n]$ يمثل نافذة مستطيلة منقطعة زمنياً بارتفاع 1 خلال فترة زمنية $[0, N-1]$ ، في حين يشير الدليل $[n]$ إلى معدل نايكوست للاعتيان (Nayquist sampling rate). وبما أنه غالباً ما نحتاج لرفع معدل اعتيان الإشارة Oversampling لضرورة التطبيقات العملية [7]، فإنّ العينات $x[n/L]$ الناتجة عن رفع معدل الإعتيان بعامل L ، تعطى بالعلاقات من (3.7) إلى (3.9):

$$x^m[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} \cdot w(n/L) \quad (3.6)$$

$$= \frac{w\left[\frac{n}{L}\right]}{\sqrt{N}} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} X_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} + \sum_{k=N(L-1)-\frac{N}{2}}^{NL-1} X_{k-N(L-1)}^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} \right) \quad (3.7)$$

$$= \text{IDFT} \left(\sqrt{L} \left[X_0^m \dots X_{\frac{N}{2}-1}^m \underbrace{0 \dots 0}_{N(L-1)} X_{\frac{N}{2}}^m \dots X_{N-1}^m \right] \right) \quad (3.8)$$

$$= \text{IDFT}(\sqrt{L} X_L^m) \quad (3.9)$$

وفيها $W[n/L]$ نافذة مستطيلة منقطعة بارتفاع 1 خلال فترة زمنية $n \in [0, NL-1]$ ، و X_L^m هو شعاع الرموز الجزئية المكافئ في حال معدل الاعتيان L ، وينتج عن الشعاع X^m الموافق لمعدل اعتيان Nyquist بإضافة $N(L-1)$ صفراً في منتصف هذا الشعاع.

للتخلص من تداخل الرموز البيني ISI عند المستقبل يجب أن يضيف المرسل بادئة دورية للرمز الناتج [6] فنحصل على العلاقة (3.10):

$$x_{CP}^m[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} \cdot w_{CP}[n/L] \quad (3.10)$$

وفيها $W_{cp} \left[\frac{n}{L} \right]$ تمثل النافذة المستطيلة خلال الفترة الزمنية $[-\mu L, NL - 1]$ ، إن طول البادئة الدورية هي μL والمكافئ لها في المجال الزمني المستمر $T_{cp} = \mu T / N$.

يجري إرسال هذا الشعاع الموسع بالتتابع كما هو مبين في الشكل (3-7-b) بخطوة $(N + \mu)$:

$$x_{cp}[n/L] = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_{CP}^m[(n - m(N + \mu)L/L] \quad (3.11)$$

هذا التتابع ذو مجال ترددي غير محدود بسبب التلاشي (الهبوط) البطيء لطيف النافذة مربعة مع زيادة التردد، وذلك كما هو مبين في الشكل (3-4) والشكل (3-7-C).

لذلك إذا كان على المرسل أن يضع قيوداً حدية على تراكب الأقفية المتجاورة، عندها يفترض تطبيق مرشح أو نوافذ تنعيم على الإشارة، يمكن تطبيق عملية الترشيح هذه على عينات الزمن المنقطع قبل عملية التبديل DAC (و/أو) على الخرج المستمر للمبدل الرقمي التماثلي DAC، فإذا جرى تطبيق القيود على الإشارة المنقطعة زمنياً $X[n/L]$ مع ترشيح رقمي $P[n/L]$ عندها تعطى الإشارة الناتجة بالعلاقة (3.12) :

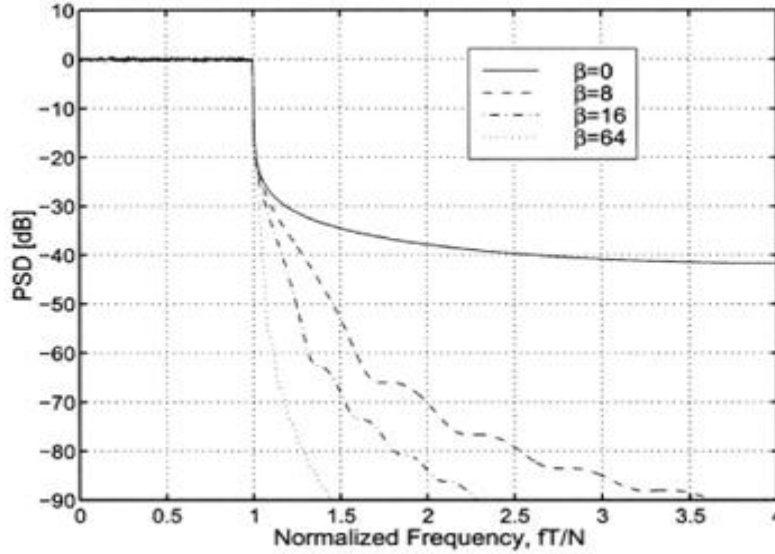
$$z_f[n/L] = x[n/L] * p[n/L] \quad (3.12)$$

وفيها * تشير إلى عملية الطي.

ويمكن تحسين الخصائص الطيفية للإشارة باستخدام نافذة تنعيم عوضاً عن الترشيح.

تشكل نافذة التجيب المرفوع Raised-cosine window خياراً جيداً لتحسين طيف إشارة OFDM حيث يبين الشكل (3-5) منحنى الكثافة الطيفية PSD للإشارة $X[N/4]$ من أجل حالة المجال الأساسي من أجل $\mu = 32, N = 512$ ، حيث من أجل النافذة المربعة $\beta = 0$ تتحدر الكثافة الطيفية بشكل بطيء جداً وتنخفض تحت -40 dB بشكل قليل، أما عند تطبيق نافذة التجيب

المرفوع نلاحظ هبوط الحزم الجانبية بشكل أسرع من حالة تطبيق النافذة المربعة وتزداد سرعة هذا الهبوط بزيادة المعامل Roll-off length لنافذة التجيب المرفوع.

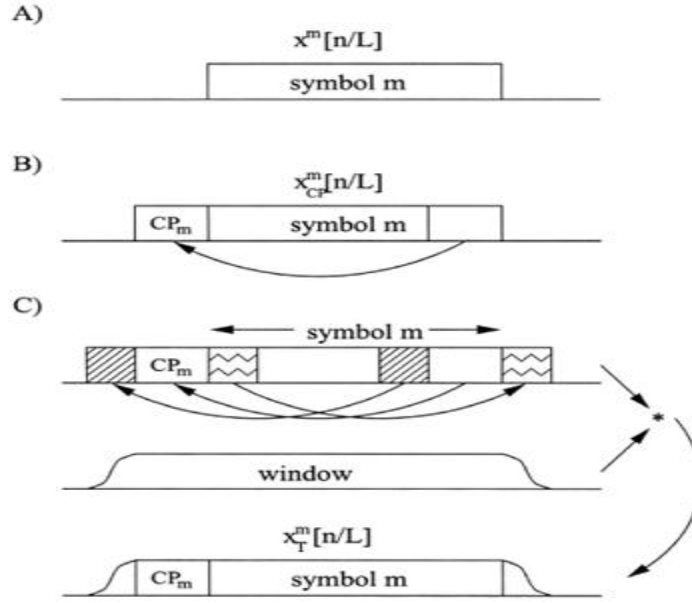


الشكل 3- 5: نافذة التجيب المرفوع [6]

يعطّل استخدام نافذة التجيب المرفوع التعامدية بين الحوامل الجزئية. ولتجنب ذلك فإنه يجري زيادة طول البادئة الدورية وإضافة لاحقة دورية للرمز أيضاً، وفي هذه الحالة فإنّ التتابع المرسل يعطى بالعلاقة (3.13):

$$x_T^m[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_K^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} w_T[n/L] \quad (3.13)$$

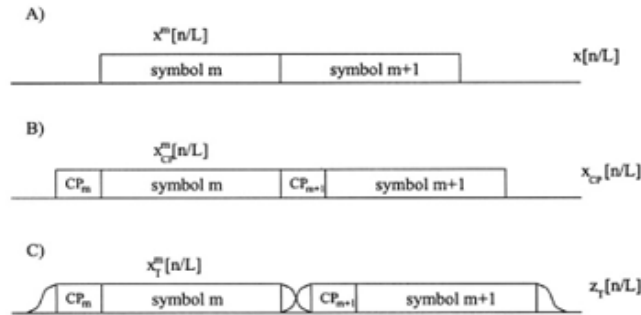
حيث $w_T[n/L]$ هو عبارة عن نافذة التجيب المرفوع بارتفاع يساوي 1 على امتداد الرمز الفعلي مع البادئة الدورية $[-\mu L, NL-1]$ وينخفض مطالها عند اللاحقة الدورية، والتي هي عبارة عن تكرار لأول $\beta L/2$ نقطة من بداية الرمز $[x_0 \dots x_{\beta L/2}]$ في نهاية الرمز، والجزء الإضافي من البادئة الدورية بطول $\beta L/2$. تزيد إضافة اللاحقة الدورية وتمديد البادئة الدورية من التحميل الزائد للمعطيات، وينقص من فعالية النظام كما في حالة البادئة الدورية مقابل تحسين ملموس في طيف الإشارة الناتجة.



الشكل 3-6: آلية معالجة رمز OFDM (الأساسي، بإضافة بادئة دورية، بإضافة بادئة دورية ولاحقة دورية مع تطبيق نافذة) [6]

تراكب الرموز المتلاحقة لتشكل إشارة OFDM المعطاة بالعلاقة (3.14)، وكما هو مبين في الشكل (3-7):

$$z_T[n/L] = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_T^m[(n - m(N + \mu + \frac{\beta}{2})L)/L] \quad (3.14)$$



الشكل 3-7: تراكب الرموز في الإشارة المرسل [6]

الفصل الرابع

نسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة

Peak to Average Power Ratio (PAPR)

عرض الفصل الثالث أساسيات التجميع باقتسام التردد المتعامد، والذي انتشر في نظم الاتصالات الحديثة نتيجة للعديد من الميزات التي يتمتع بها مقارنة بنظم التعديل أحادية الحامل. لسوء الحظ تبرز مشكلة تُعدّ أهم مساوئ التجميع باقتسام التردد المتعامد OFDM وفي معظم نظم التعديل متعددة الحوامل، ألا وهي التغيرات الكبيرة في مطال الإشارة وظهور ذرى ذات مطال عالٍ ومن ثمّ استطاعة لحظية مرتفعة مقارنة بالاستطاعة الوسطى للإشارة، وبسبب أنّ جميع أنظمة النقل العمليّة هي محدودة استطاعة الذروة، يتطلب تصميم النظام ليعمل بشكل مثالي ضمن منطقة خطيّة غالباً العمل بمستويات محددة من الاستطاعة أدنى من المستوى الأعظمي الممكن.

لتجنب الإشباع للمكبر بشكل عملي يجري تطبيق عمليّة القص على الإشارة عند التحويل من رقمي إلى تماثلي (DAC)، وهذا بدوره يسبب تشويه لاختلي إضافي يولد تشويه تعديل داخلي، والذي يزيد معدل خطأ البت في المستقبلات الخطيّة القياسية، والذي يقود بدوره إلى تراكب القنوات المتجاورة مع بعضها البعض من مستخدم لآخر.

اقترحت عدّة تقنيات وخوارزميات بهدف التخفيف من التغيرات الحادة في مطال إشارة OFDM. بعض هذه التقنيات تُطبق قبل مرحلة التعديل بواسطة أنواع خاصة من الترميز coding التي تخفف احتمال تراكب إشارات الحوامل المتعددة بتوافق في الصفحة مما يخفف احتمال ظهور الذرى العالية في الإشارة. البعض الآخر من التقنيات يقبل بتشوهات لاختلية في الإشارة ويعوض عن هذه التشوهات بالترشيح وترميز تصحيح خطأ error correction code عالي الفعالية. تعتمد مجموعة أخرى من التقنيات إلى حذف هذه الذرى في الإشارة في المجال الزمني بواسطة إضافة إشارة أخرى

ذات دُرى معاكسة في الصفحة. تصيب 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.

نناقش في هذا الفصل نسبة استطاعة الإشارة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة الوسطى في إشارة OFDM ونعرض بعض تقنيات إنقاص هذه النسبة.

1.4 التعريف الرياضي لنسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة (PAPR):

تعطى نسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة لإشارة الحزمة الأساسية Base Band x_t ، حيث τ يستخدم لتمثيل كلاً من دليل الزمن المستمر t والزمن المنقطع n بالعلاقة (4.1):

$$\text{PAPR}\{x_t, \mathcal{T}\} = \frac{\max_{t \in \mathcal{T}} |x_t|^2}{E\{|x_t|^2\}} \quad (4.1)$$

وفيها $\max_{t \in \mathcal{T}} |x_t|^2$ تمثل القيمة اللحظية العظمى للاستطاعة، و $E\{|x_t|^2\}$ متوسط استطاعة الإشارة x_t على المجال $\mathcal{T}$ ، و $\mathcal{T}$ الفترة الزمنية التي يمكن بواسطتها حساب أو تقدير قيمة النسبة PAPR، و x_t يمكن استبدالها بالإشارة المنقطعة زمنياً أو إشارة الزمن المستمر.

إنّ قيمة عامل الذروة المعطاة بالعلاقة (4.1) يمكن أن تحسب بشكل دقيق من أجل بعض إشارات DMT/OFDM المعرفة في الفصل الثالث فعلى سبيل المثال إنّ قيمة PAPR لإشارة $x^m[n/L]$ تحسب بسهولة، حيث تعطى الاستطاعة اللحظية العظمى لهذه الإشارة بالعلاقة (4.2) :

$$\begin{aligned} \max_n \left| x^m \left[\frac{n}{L} \right] \right|^2 &= \frac{1}{N} \max_n \left| \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} \right|^2 \\ &\leq \frac{1}{N} \left(\sum_{k=0}^{N-1} \max |X_k^m| \right)^2 \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$= \frac{1}{N} (N \cdot \max |X_k^m|)^2 = N \cdot \max |X_k^m|^2$$

وباستخدام علاقة بارسفال Parseval فإن متوسط استطاعة الإشارة يُعطى بالعلاقة (4.3) :

$$E \left\{ \left| x^m \left[\frac{n}{L} \right] \right|^2 \right\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E \{ |X_k^m|^2 \} = E \{ |X_k^m|^2 \} \quad (4.3)$$

فتكون نسبة PAPR بناءً على العلاقتين (4.2) و (4.3) معطاة بالعلاقة (4.4)

$$\text{PAPR} \{ x^m [n/L] \} \leq N \frac{\max |X_k|^2}{E \{ |X_k|^2 \}} \quad (4.4)$$

وبسبب أن البادئة الدورية CP هي نسخ للجزء الأخير (μL عينة) من الإشارة $x^m [n/L]$ لذلك فإن المتوسط والقيمة العظمى للاستطاعة لن تتغيران، فيكون لدينا العلاقة (4.5):

$$\text{PAPR} \{ x_{\text{CP}}^m [n/L] \} = \text{PAPR} \{ x^m [n/L] \} \leq N \frac{\max |X_k|^2}{E \{ |X_k|^2 \}} \quad (4.5)$$

وتزداد قيمة النسبة PAPR المُعطاة بالعلاقة (4.5) بشكل خطي مع عدد النغمات وهي متناسبة طردياً مع قيمة النسبة PAPR للكوكبة.

تتطلب المحافظة على خطية أداء نظام الإرسال للإشارات متعددة الحوامل السابقة عمليات خطية ضمن المجال $(-\max_n |x_n|, \max_n |x_n|)$ ، ومن ثم فإن الاستطاعة المتوسطة للإشارة المرسلّة تساوي $1/N$ على الأكثر من الاستطاعة اللحظية العظمى المتاحة في النظام.

على الرغم من أنه نظرياً

$$\max_m \text{PAPR} \{ x^m [n/L] \} \geq N \quad (4.6)$$

يلاحظ في النظم العملية أنَّ $\text{PAPR}\{x^m[n/L]\} \ll N$ من أجل معظم الرموز.

2.4 التوزيع الإحصائي للنسبة PAPR:

نوصف في هذا الفقرة الإشارة متعددة الحوامل المقطعة وفق معدل نايكويست Nyquist، أي من أجل $L = 1$ ، فيما نناقش في الفقرة 3.4 أثر رفع معدل الاعتيان. لنفرض بداية أن جميع الرموز الجزئية X_k^m ذات توزيع غاوسي بمتوسط يساوي الصفر وتشتت واحد. إن كل عينة من عينات الأشعة الزمنية $x^m[n]$ ، $x_{CP}^m[n]$ هي عبارة عن تركيب خطي من N متحول عشوائي عقدي ذات توزيع غاوسي ومن ثم فهي ذات توزيع غوسي تقريبي بمتوسط يساوي الصفر، وبما أن تحويل فورييه المتقطع هو تحويل متعامد فإن تشتت هذه العينات واحد أيضاً وهي مستقلة فيما بينها، كما هو مبين بالعلاقات من (4.7) إلى (4.9)

$$E\{x^m[r](x^m[s])^*\} = \frac{1}{N} E \left\{ \left(\sum_{k=0}^{N-1} X_k^m e^{j2\pi \frac{kr}{N}} \right) \left(\sum_{l=0}^{N-1} X_l^m e^{j2\pi \frac{ls}{N}} \right)^* \right\} \quad (4.7)$$

$$E\{x^m[r](x^m[s])^*\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{X_k^m (X_k^m)^*\} e^{j2\pi \frac{kr}{N}} e^{-j2\pi \frac{ks}{N}} \quad (4.8)$$

$$= \delta(r - s) \quad (4.9)$$

في معظم التطبيقات العملية، غالباً ما تجري بعثرة المعطيات قبل مرحلة المعدل، ومن ثم فإن الرموز الجزئية X_k^m هي متحولات عشوائية متقطعة ذات توزيع غاوسي ومستقلة مثالياً. ومن ثم واعتماداً على نظرية النهاية المركزية Central Limit Theorem وبالأخذ بالحسبان أن N عادة كبيرة فإن العينات $x_{CP}^m[n]$ ، $x^m[n]$ هي ذات توزيع غوسي تقريبي ومستقلة فيما بينها. يُعطى تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي CDF للنسبة PAPR في الإشارة $x^m[n]$ بالعلاقات من (4.10) إلى (4.12) :

$$P\{PAPR\{x^m[n]\} < \gamma^2\} = P\left\{\frac{|x^m[0]|^2}{E\{|x^m[n]|^2\}} < \gamma^2, \dots, \frac{|x^m[N-1]|^2}{E\{|x^m[n]|^2\}} < \gamma^2\right\} \quad (4.10)$$

$$= \left(P\left\{\frac{|x^m[n]|^2}{E\{|x^m[n]|^2\}} < \gamma^2\right\}\right)^N \quad (4.11)$$

$$P\{PAPR\{x^m[n]\} < \gamma\} = (1 - e^{-\gamma^2})^N \quad (4.12)$$

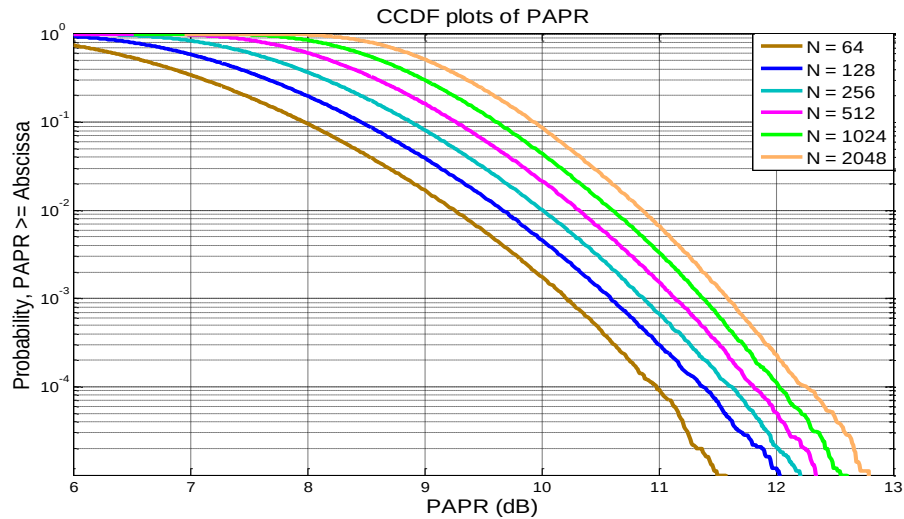
ويعطى تابع التوزيع التراكمي المكمل CCDF بالعلاقة (4.13):

$$P\{PAPR\{x^m[n]\} \geq \gamma^2\} = 1 - (1 - e^{-\gamma^2})^N \quad (4.13)$$

يبين الشكل (4-1) توابع التوزيع التراكمي المكمل CCDF للنسبة PAPR في الإشارة $x^m[n]$ بعد اجراء محاكاة لهذه التوابع باستخدام برنامج الماتلاب من أجل مجموعة من القيم لعدد الحوامل الجزئية يتراوح عددها بين 64-2048 حيث نجد أن النسبة PAPR في 99.999% من رموز OFDM هي أقل من 20 أو بشكل مكافئ أقل من 13dB من أجل قيم N تتراوح ما بين 64-2048.

$$PAPR\{x^m[n]\} \leq 20 \text{ (13dB)} \ll N \quad (4.14)$$

كما يبين الشكل (4-1) أن النسبة PAPR لا تزداد بشكل كبير بزيادة N . وعلى الرغم مما سبق فإن النسبة PAPR لا تزال تُعد مرتفعة ويجب إنقاصها لتفادي التشوهات اللاخطية وتحسين فعالية النظام.



الشكل 4-1: تابع التوزيع التراكمي المكمل CCDF للنسبة PAPR من أجل قيم N تتراوح ما بين

64-2048.

3.4 الحدود على حساب النسبة PAPR لإشارات الزمن المستمر باستخدام عينات إشارات الزمن المتقطع :

تحدد قيمة عامل الذروة لإشارات الزمن المتقطع درجة تعقيد الدارات الرقمية بواسطة عدد البتات اللازمة لتحقيق قيمة إشارة إلى ضجيج تكمية معينة Signal To Quantization Noise لعمل كل من المبدل الرقمي التماثلي DAC وكذلك للمعالجة الرقمية للإشارة. عملياً غالباً ما نركز اهتمامنا على تخفيض النسبة PAPR لإشارات الزمن المستمر لأنّ التكلفة و مقدار استهلاك الاستطاعة في المكونات التماثلية هي التي تحدد فعالية النظام. يجري تطبيق معظم طرق تخفيض النسبة PAPR فقط على إشارات المتقطعة زمنياً، وسنبين فيما يأتي العلاقة بين قيمة النسبة PAPR للإشارة المتقطعة زمنياً وللإشارة المستمرة زمنياً.

وفقاً لتعريف الإشارة $x^m[n/L]$ المقطعة بمعدل اعتيان L يكون الشرط المبين بالعلاقة (4.15) محققاً:

$$\max_n |x^m[n/L]| = \max_n |x^m(t)|_{t=nT/NL} \leq \max_n |x^m(t)| \quad (4.15)$$

وبما أنّ القيمة المتوسطة للإشارة المتقطعة زمنياً المقطعة بمعدل اعتيان L تساوي القيمة المتوسطة للإشارة المستمرة زمنياً ومن ثمّ $E\{|x^m[n/L]|^2\} = E\{|x^m(t)|^2\}$ ، ومن ثمّ فإنّ النسبة PAPR تحقق العلاقة (4.16):

$$\text{PAPR}\{x^m[n/L]\} \leq \text{PAPR}\{x^m(t)\} \quad (4.16)$$

أي أنّ النسبة PAPR للإشارة المستمرة زمنياً هي أكبر أو مساوية النسبة PAPR للإشارة المتقطعة زمنياً .

لنفترض مجموعة عوامل لرفع معدل الإعتيان $\mathcal{L} = \{L_1, \dots, L_R\}$ المعرفة بالعلاقة (4.17) :

$$L_{r+1} = K_r L_r, r = 1, \dots, R-1 \quad (4.17)$$

حيث المعاملات K_r هي أعداد صحيحة موجبة و بناءً عليه من أجل هذه الحالة يمكن أن تكتب القيمة العظمى بالعلاقة (4.18):

$$\max_n |x^m[n/L_r]| \leq \max_n |x^m[n/L_{r+1}]|, r = 1, \dots, R-1 \quad (4.18)$$

شريطة أن تكون مجموعة العينات $x^m[n/L_r]$ محتواة ضمن مجموعة العينات $x^m[n/L_{r+1}]$.

وبما أن الاستطاعة المتوسطة هي ذاتها للإشارتين السابقتين فتكون لدينا العلاقة (4.19) :

$$\text{PAPR}\{x^m[n/L_r]\} \leq \text{PAPR}\{x^m[n/L_{r+1}]\} \quad (4.19)$$

إذاً فإن رفع معدّل الإعتيان بعامل صحيح موجب يزيد النسبة PAPR .

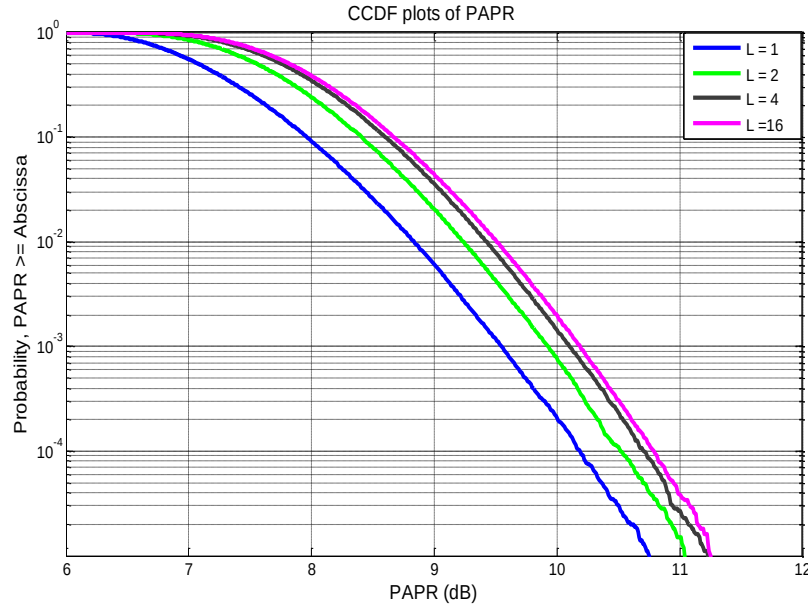
عموماً، إذا كانت عوامل رفع معدّل الإعتيان $\mathcal{L} = \{L_1, \dots, L_R\}$ تحقق الشرط

$$L_1 \leq \dots \leq L_r \leq \dots \leq L_R \quad (4.20)$$

$$P\{\text{PAPR}\{x^m[n/L_r]\} \geq \gamma\} \leq P\{\text{PAPR}\{x^m[n/L_{r+1}]\} \geq \gamma\} \quad (4.20)$$

وكنتيجة تُعطى العلاقة بين النسبة PAPR للإشارة المتقطعة زمنياً والإشارة المستمرة زمنياً وفق المعادلة (4.21)

$$\lim_{L \rightarrow \infty} \text{PAPR}\{x^m[n/L]\} = \text{PAPR}\{x^m(t)\} \quad (4.21)$$



الشكل 4-2: تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي المكمل للنسبة PAPR من أجل عدة عوامل لمعدّل

الإعتيان

كما هو مبين في الشكل (4-2) توابع التوزيع التراكمي المكمل CCDF للنسبة PAPR في الإشارة $x^m[n]$ بعد اجراء محاكاة لهذه التوابع باستخدام برنامج الماتلاب من أجل عدة عوامل لمعدل الاعتيان حيث أن الازدياد الأعظمي في قيمة عامل الذروة يحدث عندما تزداد قيمة معدل الاعتيان L من القيمة 1 إلى القيمة 2 ويكون التغير بعد $L=4$ ضئيلاً. اعتماداً على نظرية النهاية المركزية فإن جميع العينات $\{x^m[n/L]\}$ هي تقريباً ذات توزيع غاوصي لذلك ومع زيادة L فإن زيادة عدد العينات ستزيد من قيمة PAPR، ولكن بذات الوقت فإن زيادة عدد العينات ستزيد الترابط بين هذه العينات المتجاورة مما يجعل التغير في النسبة PAPR صغيراً رغم ارتفاع عدد العينات.

ينتج عن الشكل (4-2) أنه عند معدل اعتيان ($L=1$) يمكن أن نتنبأ بقيمة النسبة PAPR للإشارة المستمرة عندما ($L \rightarrow \infty$) بحدود 1dB.

4.4 تأثير اللاحطية على أداء النظام:

عندما تعاني إشارة المرسل/ المستقبل من التشويه اللاحطي عندها سيعاني النظام من مشكلتين أساسيتين الأولى هي انخفاض الكثافة الطيفية للإشارة PSD وارتفاع معدل الخطأ BER في حالة الإشارات متعددة الحوامل.

بما أن الإشارات متعددة الحوامل جرت نمذجتها على أنها إشارات غاوصية عندها تعتمد كمية التشويه الذي يسببه النظام اللاحطي بدون ذاكرة على $\frac{A^2}{E\{|X|^2\}}$ ، حيث A^2 هو الاستطاعة العظمى لخرج الجهاز اللاحطي، و $E\{|X|^2\}$ هو متوسط استطاعة إشارة الدخل للجهاز اللاحطي.

نعرف (Input Back Off (IBO) للدخل بالعلاقة (4.22):

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{A^2}{E\{|X|^2\}} \right) [dB] \quad (4.22)$$

وبشكل مشابه بالنسبة للخرج نعرف (Output Back Off (OBO) بالعلاقة (4.23):

$$OBO = 10 \log_{10} \left(\frac{A^2}{E\{|g(x)|^2\}} \right) [dB] \quad (4.23)$$

وفيها $g(.)$ يمثل تابع لخطي، و $g(x)$ هي إشارة خرج المكون اللاخطي.

بشكل عام استطاعة الخرج هي أصغر من استطاعة الدخل من أجل جميع الأنظمة اللاخطية.

إذا بقيت الإشارات متعددة الحوامل ضمن المنطقة اللاخطية لعمل الجهاز معظم الوقت عندها هذين المعاملين سيصبحان تقريباً متساويين $IBO \approx OBO$.

1.4.4 انخفاض الكثافة الطيفية:

يسبب التشوه اللاخطي تشوهاً تداخل التعديل (IMD) Inter-Modulation Distortion مما يؤدي إلى توليد مركبات ترددية خارج المجال المعطى وهذه الظاهرة يطلق عليها تعريض الطيف Spectral Regrowth مما يسبب تداخلاً بين طيف الإشارة والقنوات المجاورة Adjacent Channel Interference (ACI) مما يتطلب من المرسل/مستقبل معالجة هذه الظاهرة، إما زيادة النسبة IBO للمكونات غير الخطية في النظام ما يسبب ارتفاعاً في التعقيد واستهلاك الاستطاعة، أو ترشيح الإشارة والتي تُعدّ مكلفة وصعبة بعد مضخم الاستطاعة.

2.4.4 زيادة معدل الخطأ:

تؤدي التشوهات اللاخطية التي تطرأ على الإشارة إلى ظهور مركبات ضجيجية داخل المجال الطيفي للإشارة In-Band Noise، مما يسبب انخفاض نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR في القنوات الجزئية مسبباً ارتفاعاً في معدل خطأ الرمز SER في طرف المستقبل، ومن ثمّ ارتفاعاً في معدل خطأ البت BER.

5.4 تقنيات إنقاص النسبة PAPR :

إن إنقاص عامل الذروة لإشارة OFDM هو السبيل لتفادي أثر التشوهات اللاخطية حيث يثبت نظرياً أنه يمكن إنقاص هذه النسبة دون انخفاض كبير في معدل النقل الأعظمي للمعطيات.

كما نعلم فإنّ المسافة الفاصلة بين الحوامل الجزئية في نظام OFDM وكذلك مطالاتها متساوية من أجل الحصول على طيف أمثلي، ومن ثمّ فإنّ صفحة (Phase) كل واحد منها هي المعامل الوحيد لأمثلة تراكب هذه الحوامل بحيث نحصل على نسبة PAPR منخفضة. لكن لسوء الحظ فإنّ مشكلة

تخفيض النسبة PAPR عبر شعاع الطور $\varphi = [\varphi_0, \dots, \varphi_{N-1}]$ هي مسألة لا خطية ولا يوجد خيار يسمح بتخفيض عام وشامل للنسبة PAPR.

إنّ تعبير تخفيض النسبة PAPR لإشارات النقل متعددة الحوامل هو تعبير حديث نوعاً ما، لكنّه يلقي الضوء على أهمية هذه المشكلة، ومن الصعب تصنيف الجهود المبذولة إلى عناوين بسيطة كما أنّ من الصعب تلخيص جميع هذه التقنيات بصفحات قليلة.

إنّ التصنيف الآتي على هو التصنيف الأكثر شيوعاً حيث يجري تصنيف طرق تخفيض النسبة PAPR في فئتين أساسيتين:

- إنقاص PAPR مع تشويه Distortion في الإشارة.

- إنقاص PAPR دون تشويه Distortionless في الإشارة.

في المجموعة الأولى لا يُصمم المرسل ليكون خطياً على كامل مجال تغيرات النسبة PAPR، وتعاني الإشارات المرسلّة من تشويه، مما يضعف عملية الكشف عند الاستقبال، ويرفع من معدل خطأ البت BER. أمّا المجموعة الثانية فتقوم بإنقاص النسبة PAPR قبل المكون اللاخطي دون رفع معدل خطأ البت.

6.4 معايير اختيار خوارزمية إنقاص النسبة PAPR:

هناك العديد من العوامل التي يجب أن تؤخذ بالحسبان عند اختيار خوارزمية معينة لإنقاص النسبة PAPR. تتضمن هذه العوامل فعالية إنقاص النسبة PAPR، وزيادة الاستطاعة في الإشارة المرسلّة، وارتفاع معدل خطأ البت في المستقبل، وانخفاض معدل نقل المعطيات، وتعقيد الخوارزمية. سنتناول كلاً من هذه العوامل بشكل مختصر.

1.6.4 فعالية إنقاص النسبة PAPR:

يُعدّ 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 فعالية إنقاص PAPR، لها العديد من الآثار السلبية. يزيل اقتطاع الإشارة مثلاً جميع الدُرى في المجال الزمني، ولكنه يسبب تشوهات داخل طيف الإشارة In-Band Distortion وخارج طيفها Out-of-Band Distortion.

2.6.4 زيادة استطاعة الإشارة المرسلّة:

تتطلب بعض تقنيات إنقاص النسبة PAPR زيادة في استطاعة الإشارة المرسلّة عندما توضع شروط على استطاعة الإشارة المرسلّة قياساً باستطاعتها قبل تطبيق الخوارزمية فإن هذا العامل يكون على درجة عالية من الأهمية.

3.6.4 ارتفاع معدل خطأ البت في المستقبل:

وهو من العوامل البارزة ويرتبط بشكل وثيق بزيادة استطاعة الإشارة المرسلّة، حيث قد تتطلب المحافظة على معدل خطأ بت ثابت بعد تطبيق إحدى الخوارزميات زيادة في استطاعة الإشارة المرسلّة، وبالمقابل فإن ارتفاعاً في معدل الخطأ يمكن أن يحدث عند تطبيق إحدى الخوارزميات من أجل استطاعة ثابتة للإشارة المرسلّة.

4.6.4 انخفاض معدل نقل المعطيات:

تتطلب بعض الخوارزميات تخفيضاً في معدل نقل المعطيات ففي خوارزمية حجز النغمات Tone Reservation (TR) مثلاً، يجري حجز جزء من الحوامل لإنقاص النسبة PAPR وهي لا تحمل أي معلومات مما يسبب انخفاضاً في معدل نقل المعطيات. وفي الترميز الكتلي، يخصص واحد من أصل أربعة رموز للتحكم بالنسبة PAPR مما يخفض كذلك من معدل نقل المعطيات.

5.6.4 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 ما تكون الخوارزميات ذات التعقيد المرتفع أكثر فاعلية في إنقاص النسبة PAPR، ولكنه بالمقابل قد يخفض من معدل نقل المعطيات نتيجة الزمن اللازم للحسابات.

6.6.4 عوامل أخرى:

لا تأخذ العديد من الخوارزميات بالحسبان أثر مكونات نظام الإرسال كالمرشحات وغيرها [9,10].

الفصل الخامس

تقنيات إنقاص النسبة PAPR

PAPR Reduction Techniques

1.5 إنقاص النسبة PAPR بوجود تشويه في الإشارة :

من أبسط الطرق التي يمكن اعتمادها لإنقاص النسبة PAPR لإشارات DMT/OFDM هي اقتطاع الإشارة عند تجاوز مطالها عتبة محددة. يمكن تنفيذ عملية الاقتطاع في المجال الزمني المتقطع قبل المحول الرقمي/التمائلي DAC أو بتصميم المحول الرقمي/التمائلي DAC ومضخم الاستطاعة وفق حد إشباع أقل من المجال الديناميكي للإشارة. هذه الطريقة واسعة الانتشار رغم أنها تسبب ارتفاعاً في معدل خطأ البت وزيادة في طيف الإشارة. يجري حذف المركبات الترددية خارج عرض مجال الإشارة بواسطة مرشح يطبق عادة قبل مضخم الاستطاعة لارتفاع كلفة الترشيح بعد المضخم كما يمكن تخفيف الإشعاع خارج طيف الإشارة بواسطة تنعيم عملية القطع باستخدام نافذة زمنية clip windowing لكن ذلك يزيد من معدل خطأ البت. في العديد من التطبيقات التي تكون فيها بنية القناة معروفة يمكن تشكيل ضجيج القص clipping noise والذي يكون عادة أبيضاً بحيث نخفف من ارتفاع معدل خطأ البت.

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

وبناءً على ما سبق يمكن أن نصنّف طرق انقاص PAPR مع تشويه في الإشارة إلى:

- انقاص PAPR باستخدام القص Clipping
- انقاص PAPR باستخدام تطبيق نافذة على الذروة Peak windowing

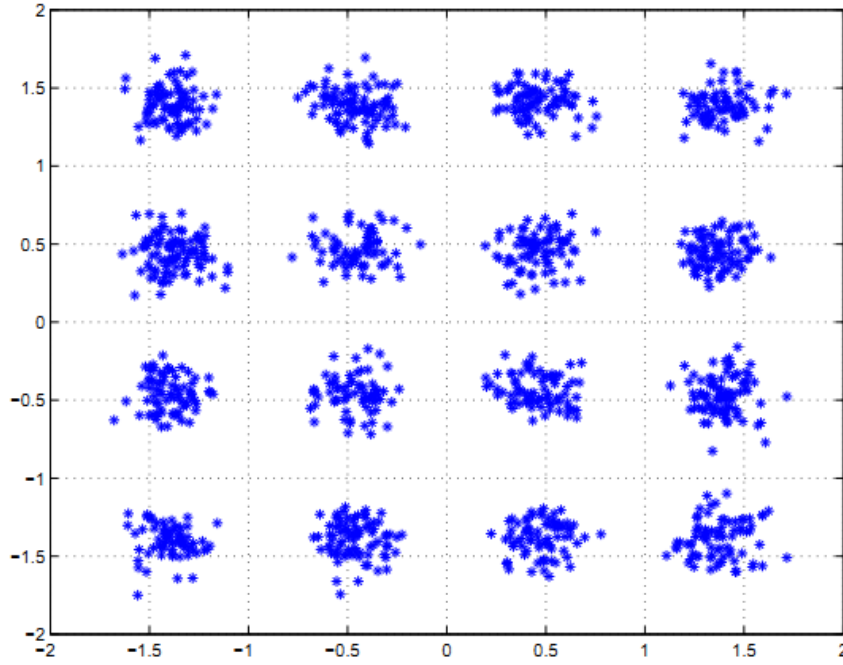
1.1.5 انقاص PAPR باستخدام القص Clipping:

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 (DAC/ADC) وكذلك لمكبر الاستطاعة، حيث يعطى الخرج بدلالة الدخل بالعلاقة (5.1) [11]:

$$\tilde{x}_n = \begin{cases} x_n & (|x_n| < A) \\ Ae^{j\arg\{x_n\}} & (|x_n| \geq A) \end{cases} \quad (5.1)$$

وفيها A تمثل عتبة القص (مستوى الإشباع).

يبين الشكل (5-1) تأثير عملية القص على رموز كوكبة التعديل 16 QAM [12]



الشكل 5-1: تأثير عملية القص على رموز كوكبة التعديل 16 QAM [12]

كما تعطى نسبة القص γ بالعلاقة (5.2):

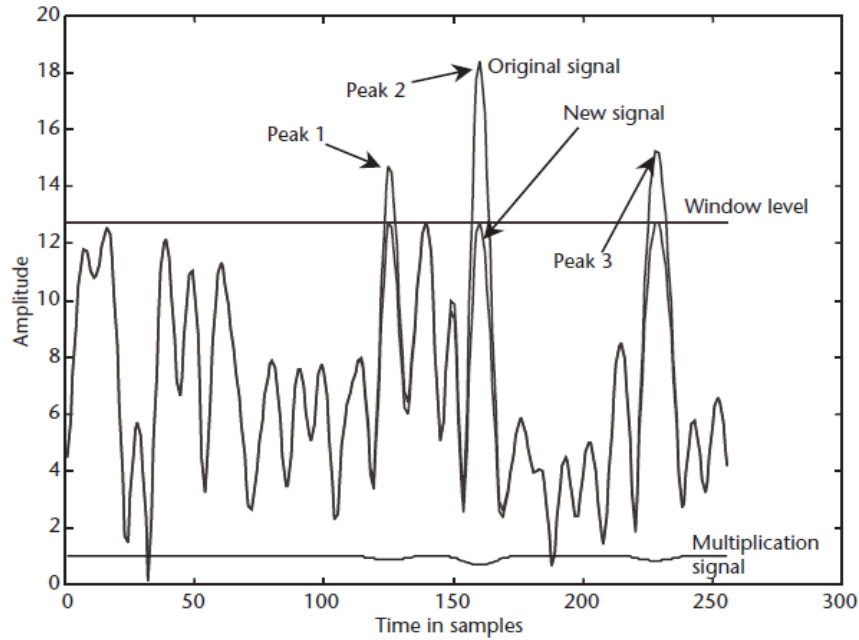
$$\gamma = \frac{A}{\sqrt{P_{in}}} \quad (5.2)$$

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

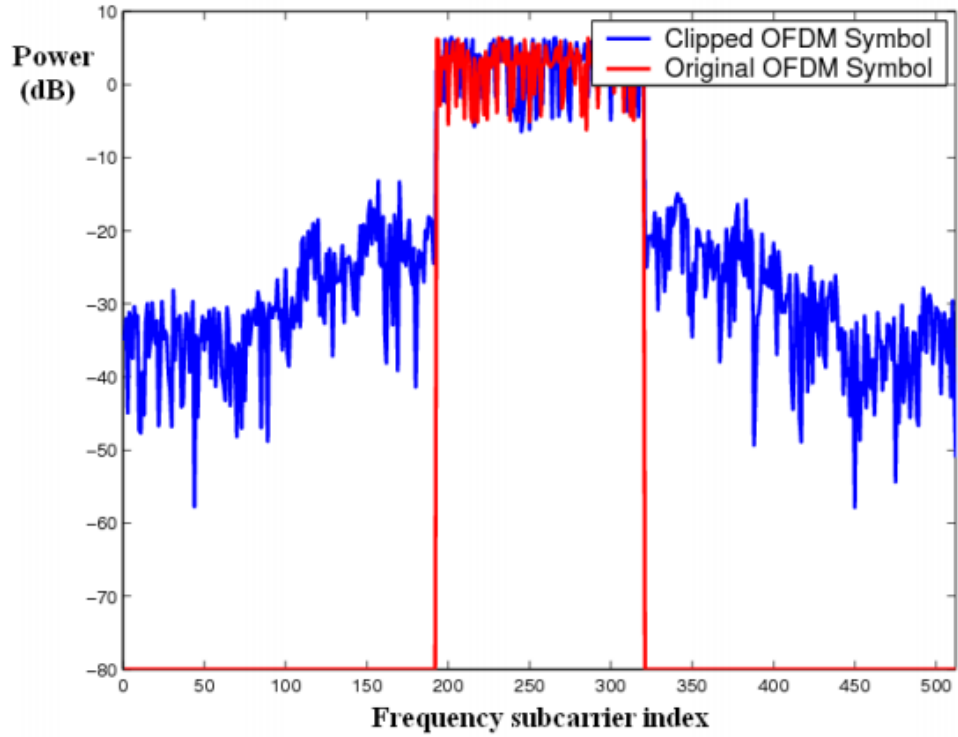
إنّ عملية القص ستتقص استطاعة الخرج، وتعطى بالعلاقة (5.3):

$$P_{out} = (1 - e^{-\gamma^2})P_{in} \quad (5.3)$$

تسبب عملية القص إشعاع للاستطاعة خارج المجال، ولتبسيط هذا المفهوم لنشبهه عملية القص أنّها ضرب لإشارة OFDM بتابع النافذة المستطيلة ذات المطال الواحد كما هو مبين في الشكل (2-5)، وبالتحويل 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 (3-5).



الشكل 5-2: تطبيق النافذة المستطيلة على إشارة OFDM [11]



الشكل 5-3: الإشعاع خارج المجال [11]

وباستخدام الترشيح يمكن تخميد الإشعاع خارج المجال.

بشكل أساسي تُقسم عملية الترشيح لنوعين أساسيين:

- الأول يسمح بالإشعاع 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 وتقنية WiMAX.

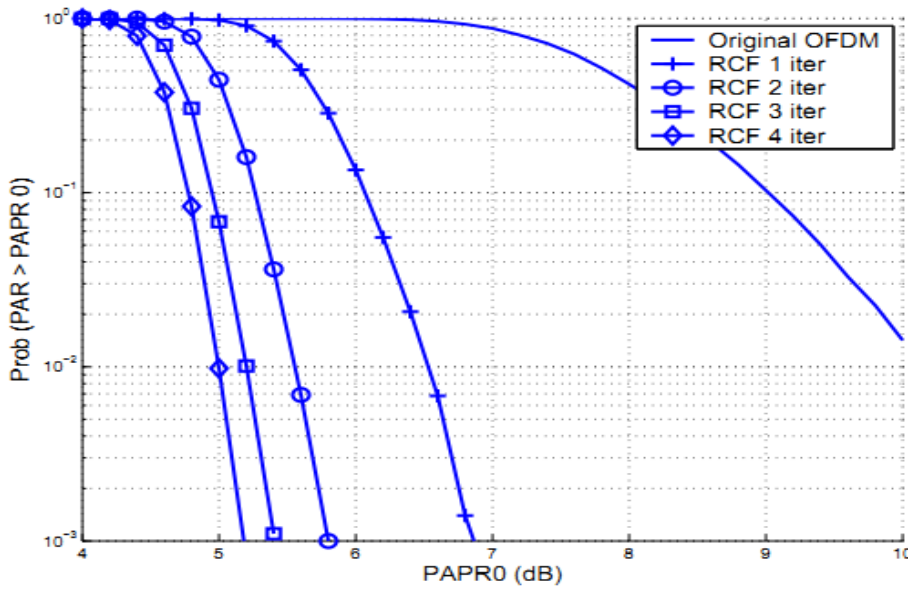
- الثاني لايسمح بأي إشعاع خارج المجال حيث يعمل على تخميد طيف الاستطاعة إلى الصفر خارج المجال.

تعمل تقنية القص على قص إشارة المجال الزمني إلى مستوى محدد مسبقاً، وقد تبين أن القص يؤثر سلباً على الحوامل داخل وخارج المجال، كما أن عملية الترشيح قد تسبب إعادة ظهور ذرى جديدة.

لذلك فإنّ عملية القص والترشيح لا يمكن أن تحقق الوثوقيّة المطلوبة لانقاص النسبة PAPR إلى الحد المطلوب لذلك يجري تطبيق عملية القص والترشيح التكراريّة.

1.1.1.5 القص والترشيح التكراريّة (RCF):

كما ذكرنا أنّ النسبة PAPR لإشارة OFDM لا يمكن انقاصها باستخدام القص والترشيح دون زيادة الإشعاع خارج المجال، كما أنّ الترشيح قد يسبب ظهور ذرى جديدة وهذه الذرى يمكن تخفيضها باستخدام عملية القص والترشيح التكرارية [11,12].



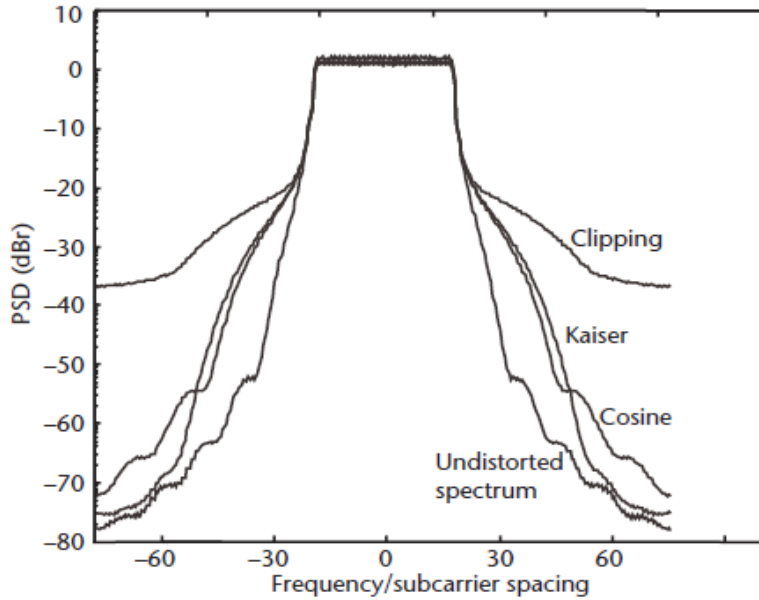
الشكل 5-4: القص والترشيح التكراري (RCF) [12]

2.1.1.5 القص والترشيح التكرارية بوجود تحكم :

تملك خوارزميات القص والترشيح التكرارية إمكانيات جيدة لتخفيض النسبة PAPR مع درجة تعقيد حسابية بسيطة، لكن وبسبب تأثيرات عمليات القص فإنّ إشارة QAM في رمز OFDM ستشوّه بتأثير ضجيج القص وستؤثر على التباعد النظامي للرموز ضمن الكوكبة، حيث وكما هو معروف تحدد قيمة BER بالمسافة الصغرى بين نقاط الكوكبة لذلك جرى تطوير بعض الخوارزميات لانقاص BER بواسطة التحكم بتغيرات إشارة QAM ومن هذه الطرق طريقة الكوكبة الموسعة (ACE)Active Constellation Extension والتي سنأتي على دراستها لاحقاً [13].

2.1.5 انقاص 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 (cosine، Hamming،) وهذا ما يسمى نوافذ الذرى peak windowing. ويبيّن الشكل (5-5) مثلاً عن الفرق بين تخفيض الذرى باستخدام القص Clipping و بين Peak windowing



الشكل 5-5: الفرق بين تخفيض الذرى باستخدام القص و بين Peak windowing [12]

نلاحظ أنّ الفكرة الأساسية لجميع تقنيات التخفيض بوجود تشويه هي انقاص مطال العينات ذات الاستطاعة التي تتجاوز عتبة معينة، كما في حالة القص وتطبيق النافذة.

2.5 إنقاص النسبة PAPR دون تشويه في الإشارة:

يجري في هذه الخوارزميات، إنقاص النسبة PAPR للإشارة قبل مرورها في المكون اللاخطي دون أي زيادة في معدل خطأ البت BER. فعندما تكون الرموز الجزئية X_k ذات توزيع غوسي، فإن الإنقاص في النسبة PAPR اعتماداً على هذه الخوارزميات يأتي على حساب انخفاض في معدل نقل المعطيات bit rate الأعظمي الممكن تحقيقه، ولكن حيث أنه في معظم النظم العملية تكون الرموز

X_k ذات توزع QAM منتظم شبه مثالي، يُبرهن أنه من الممكن باستخدام بعض الخوارزميات إنقاص النسبة PAPR للإشارة دون أي نقص في معدل نقل المعطيات.

يمكن بشكل عام تصنيف خوارزميات انقاص النسبة PAPR دون تشويه في الإشارة في المجموعات الآتية:

- انقاص PAPR باستخدام الترميز Coding.
- انقاص PAPR باستخدام البعثرة Scrambling.
- الطرق الحديثة لتخفيض النسبة PAPR.

1.2.5 انقاص PAPR باستخدام الترميز Coding:

كما ذكرنا سابقاً فإنَّ حصّة صغيرة فقط من كل رموز شعاع OFDM تملك نسبة PAPR مرتفعة، لذلك جرى اقتراح طريقة أخرى لحل مشكلة ارتفاع النسبة PAPR، وتعتمد هذه التقنيّة على الترميز، حيث يمكن تخفيض النسبة PAP باستخدام الترميز الذي يعمل على انتاج رموز OFDM التي تملك نسبة PAPR تحت مستوى معيّن.

لقد أثبت ويلكينسون أنّه ومن أجل 8 أقتية وبمعدّل ترميز 3/4 يمكننا 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 مبنية بشكل واضح تقودنا لمعرفة أفضل ترميز Code وتمكننا من القيام بعملية الترميز وفك الترميز.

إنّ قسم كبير من التراميز المستخدمة هي سلاسل غولاي المتممة Golay complementary sequence [15] والتي مهدت الطريق لأساليب ممنهجة لتوليد تراميز تخفيض النسبة PAP، وهي عبارة عن أزواج من السلاسل التي مجموع تابع الترابط الذاتي لكل زوج منها يساوي الصفر لأي إزاحة زمنية لا تساوي الصفر [15,16].

عندما نستخدم هذه الأزواج من الترميز لتعديل إشارة OFDM سنحصل على نسبة PAPR أقل من 3dB.

بفرض لدينا التتابع x بطول N نقول أنه متمم لتتابع آخر y إذا تحقق الشرط المبين في العلاقة (5.6) لمجموع تابعي الترابط الذاتي:

$$\sum_{k=0}^{N-1} \begin{cases} (x_k x_{k+i} + y_k y_{k+i}) = 2N & ; i = 0 \\ (x_k x_{k+i} + y_k y_{k+i}) = 0 & ; i \neq 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

بتطبيق تحويل فورييه على المعادلة (5.6) نحصل على مجموع تابع الكثافة الطيفية وفق العلاقة (5.7):

$$|X(f)|^2 + |Y(f)|^2 = 2N \quad (5.7)$$

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

يعطى تحويل فورييه المتقطع للرمز $X(F)$ بالعلاقة (5.8):

$$X(f) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot e^{-j2\pi k f T_s} \quad (5.8)$$

يمثل s زمن التقطيع للسلسلة x .

ونحصل من علاقة الكثافة الطيفية على العلاقة (5.9):

$$|X(f)|^2 \leq 2N \quad (5.9)$$

نظراً لأن الاستطاعة المتوسطة للإشارة $X(f)$ تساوي N بافتراض استطاعة التتابع (السلسلة) يساوي 1، ومن ثم فإن نسبة PAPR للإشارة $X(f)$ تعطى بالعلاقة (5.10):

$$PAP \text{ ratio} \leq \frac{2N}{N} = 2 \quad (5.10)$$

وبما أننا في تعديل OFDM نستخدم تحويل فوررييه العكسي IFFT وهو المرافق لتحويل فوررييه المباشر المقيس بمقدار $\frac{1}{N}$ ، فإن النسبة التي حصلنا عليها سابقاً تبقى صحيحة من أجل التابع x ، وبهذه العملية نكون حافظنا على النسبة PAPR أقل من 3dB.

ثمة عدة طرق مستخدمة لتوليد رموز السلاسل المتممة، انطلاقاً من الرمزين $(1\ 1)$ ، $(1\ -1)$ ومنها:

- قلب كلا الرمزين.
- عكس ومرافق الرمز الثاني.
- إزاحة طورية للرمز الثاني .
- إزاحة طورية للعناصر ذات الترتيب الزوجي في كلا الرمزين.
- عكس ومرافق الرمز الأول.
- إزاحة طورية للرمز الأول.

ميّزة طرق الترميز أنها تزودنا بإمكانية تصحيح الخطأ حيث يُعدّ الترميز الكتلي أحد الطرق التي تؤدي إلى إنقاص ملحوظ في النسبة PAPR مقابل انخفاض بسيط في معدل نقل المعطيات ولكن تعقيد البحث في كلمات الترميز Codeword وتخزينها، يزداد بشكل أسي مع زيادة N وهذا غير عملي من أجل $N > 16$.

2.2.5 انقاص PAPR باستخدام البعثة Scrambling:

الفكرة الأساسية للبعثة أنه ومن أجل كل رمز من رموز OFDM تجري بعثة تتابعات الدخل بواسطة عدد معين من تتابعات البعثة، ومن ثمّ يجري إرسال الإشارة ذات النسبة PAPR الأقل.

في البداية جرى اقتراح البعثة تحت تسمية المسح الانتقائي Selected Mapping وسلسلة الإرسال الجزئي Partial Transmit Sequence والفرق بين الطريقتين أنّ الأولى تطبق دورانات بعثة مستقلة على كل الحوامل الجزئية، بينما تطبق الثانية دورانات البعثة على مجموعات الحوامل الجزئية.

1.2.2.5 تقنية سلسلة الإرسال الجزئي (PTS):

تتمثل الفكرة الأساسية في تقسيم رمز OFDM المكون من N رمز إلى M كتلة جزئية Sub-block تحوي كل منها على N/M حامل جزئي Sub-carrier، توزن كل كتلة من الكتل الجزئية بعامل معين.

تُختار هذه العوامل (M عامل) بحيث تكون نسبة PAPR للرمز الناتج قد جرى تخفيضها بفرض العلاقاتين (5.11) و (5.12)

$$X = [X_0 \ X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{N-1}]^T \quad (5.11)$$

$$X = \sum_{m=1}^M X_m \quad (5.12)$$

نريد أن نحصل على X' بنسبة PAPR منخفضة، أي وفق العلاقة (5.13)

$$X' = \sum_{m=1}^M b_m \cdot X_m \quad (5.13)$$

وفيها b_m تمثل عامل الكتلة الجزئية m

نفترض أنّ هذه العوامل هي عبارة عن عوامل طور أو دورانات صرفة أي يمكن كتابتها وفق الصيغة المبينة في العلاقة (5.14) :

$$b_m = e^{j\phi_m} \quad (5.14)$$

لتقليل التعقيد في هذه العوامل يمكن أن نختار حل شبه مثالي Suboptimal وذلك بجعل هذه العوامل تأخذ قيمتين فقط هما $+1$ و -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 عندئذٍ نحصل على النسبة PAPR الأمثلية وفق العلاقة (5.15) :

$$\min_{b_1, \dots, b_M} \left(\max_{0 \leq n \leq NL} \left| \sum_{m=1}^M b_m \cdot y_{n,m} \right|^2 \right) \quad (5.15)$$

لإيجاد حل المسألة السابقة يجب حساب النسبة PAPR من أجل 2^{M-1} تشكيلة ثنائية ممكنة للعوامل $b_2 \dots \dots b_M$

ولتقليل التعقيد سوف نعتمد الخوارزمية التكرارية الآتية :

نفترض جميع العوامل $b_M = 1$ ، ونحسب النسبة PAPR، فإذا كانت أقل من العتبة المحددة 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 [17,18]

يمكن تلخيص الخوارزمية السابقة وفق الآتي :

$$\text{set } b = [1, 1, \dots, 1] \quad : \quad b = [b_1, b_2 \dots \dots b_M]$$

$$\text{set Itercount} = 1 \quad : \quad \text{عدد التكرارات}$$

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

Change b by one bit

$$\text{Itercount} + +;$$

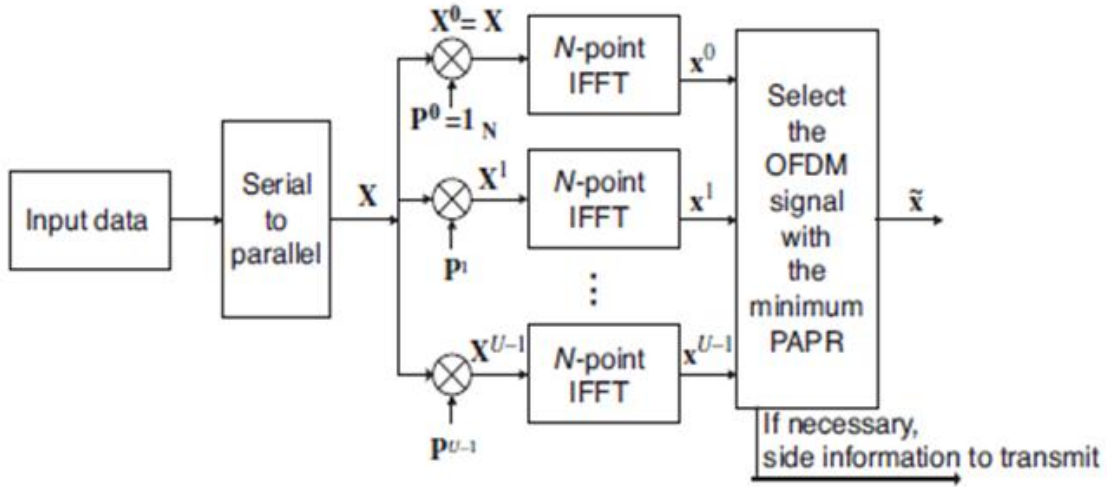
2.2.2.5 تقنية المسح الانتقائي (SLM) Selected Mapping Techniques:

يبين الشكل (5-6) مبدأ تقنية المسح الانتقائي، حيث يجري ضرب شعاع الدخل X بمجموعة من سلاسل الطور Phase Sequences وعددها U $[X[0], X[1], \dots, X[N-1]]^T$ 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 $\varphi_v^u \in [0, 2\pi[$

وذلك من أجل $v = 0, 1, \dots, N-1$ و $u = 1, 2, \dots, U$ حيث نحصل على سلسلة المعلومات المعدلة $X^u = [X^u[0], X^u[1], \dots, X^u[N-1]]^T$.

بتطبيق تحويل فورييه المتقطع العكسي على مجموعة السلاسل $\{X^u[v]\}$ وعددها U سلسلة يجري توليد السلاسل الزمنية وذلك لتوليد السلاسل الزمنية $x^u = [x^u[0], x^u[1], \dots, x^u[N-1]]$ ليصار إلى اختيار السلسلة ذات النسبة PAPR الأقل من بين هذه السلاسل وإرسالها وفق العلاقة (5.17) :

$$\bar{u} = \underset{u=1,2,\dots,U}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{n=0,1,\dots,N-1} |x^u[n]| \right) \quad (5.17)$$



الشكل 5-6: مبدأ تقنية المسح الانتقائي SLM [18]

لكي يتمكن المستقبل من استعادة سلسلة المعلومات الأصلية لا بدّ من إرسال معلومات جانبية كالمؤشر u الذي يدل على سلسلة الطور P^u التي جرى اعتمادها من طرف المرسل.

تتجيز تقنية SLM عملياً يحتاج إلى U عملية IFFT إضافة إلى $\log_2 U$ بت إضافي من المعلومات للدلالة على سلسلة الطور المختارة للتعديل في المرسل [17-19] .

3.2.5 الطرق الحديثة لتخفيض النسبة PAPR:

سنقدّم في الفصول اللاحقة بعض الطرق الحديثة لإنقاص النسبة PAPR، ومعظم الطرق المدروسة في هذا البحث يمكن صياغتها بالعلاقين (5.18) و (5.19):

$$\bar{x}^m \left[\frac{n}{L} \right] = x^m \left[\frac{n}{L} \right] + c^m \left[\frac{n}{L} \right] \quad (5.18)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (X_k^m + C_k^m) e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} \quad (5.19)$$

حيث الشعاع C^m في المجال الترددي $C^m = [C_0^m, \dots, C_{N-1}^m]$ أو بشكل مكافئ التتابع $c^m = c^m \left[\frac{n}{L} \right]$ هي إشارات لإنقاص النسبة PAPR

بهذه الصيغة المشتركة فإن جميع الطرق المستخدمة ستندرج تحت صنف يشار إليه بالنموذج الجمعي Additive model لتخفيض النسبة PAPR، يبيّن الشكل (5-7) النموذج الجمعي لتخفيض النسبة PAPR.

يفترض أن تحقق هذه الطرق الحديثة الخصائص الآتية:

- إشارة تخفيض النسبة PAPR يجب أن تحقق تخفيضاً ملحوظاً في قيمة النسبة PAPR للإشارة $x^m \left[\frac{n}{L} \right] + c^m \left[\frac{n}{L} \right]$ وتعرّف النسبة PAPR لهذه الإشارة الجمعية بالعلاقة (5.20):

$$PAR \left\{ x^m \left[\frac{n}{L} \right] + c^m \left[\frac{n}{L} \right] \right\} = \frac{\max_n \left| x^m \left[\frac{n}{L} \right] + c^m \left[\frac{n}{L} \right] \right|^2}{E \left\{ \left| x^m \left[\frac{n}{L} \right] \right|^2 \right\}} \quad (5.20)$$

نلاحظ في هذه العلاقة أنَّ استطاعة الإشارة $c^m \left[\frac{n}{L} \right]$ لن تضمّن في المقام، حيث أنَّ هذا التعريف يتجنّب التخفيض غير الحقيقي للنسبة PAPR، والعائد إلى التزايد في الاستطاعة المتوسطة للإشارة المجمعة، لذلك تعتمد تقنيات التخفيض للنسبة PAPR على تخفيض استطاعة الذروة بشكل أساسي.

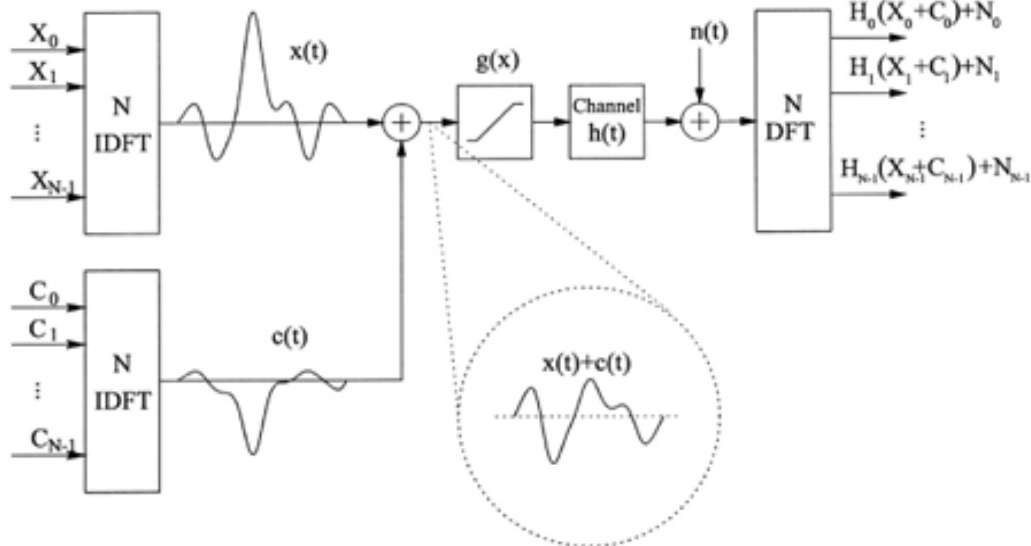
- يفترض على المستقبل أن يكشف ترميز الإشارة $X^m + C^m$ بشكل فعال للحصول على الإشارة X^m ، ويفضل ألا يحتاج إلى استخدام أي معلومات إضافية لفصل C^m عن الرمز الفعلي المرسل.

- بما أن المرسل يجب أن يحسب إشارة إنقاص PAPR المضافة بناءً على إشارة كل رمز مرسل، يجب اعتماد خوارزميات حساب ذات فعالية عالية.

- الإشارات المضافة يجب أن لا تؤدي إلى تخفيض كبير في معدل نقل المعطيات للنظام.

- الإنقاص في النسبة PAPR اعتماداً على هذه البنية يجب أن لا يمنع استخدام تقنيات الترميز (الترميز الكتلي، الترميز التلفيقي، الترميز التوريثية... وغيرها).

- يمكن إضافة أي شروط أخرى إلى الطرق التي تعتمد هذا النموذج مثل تحديد الاستطاعة المتوسطة للإشارة المركبة الناتجة $E\{|X + C|^2\}$ أو الاستطاعة اللحظية العظمى لكل حامل $\max |X_k^m + C_k^m|^2$.



الشكل 5-7: النموذج الجمعي لتخفيض النسبة PAPR [13]

الفصل السادس

إنقاص النسبة PAPR بواسطة حقن النغمات

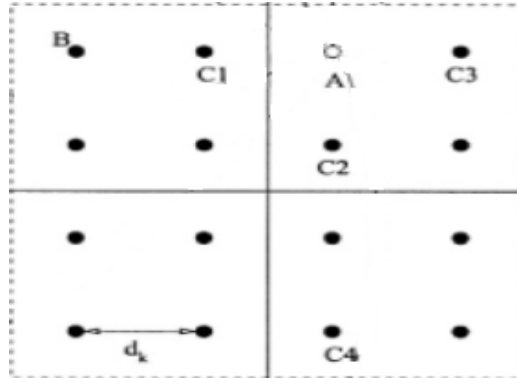
PAPR Reduction by Tone Injection

في ظل التقدم السريع في نظم الاتصالات والسباق المحموم لرفع سرعة نقل المعطيات ووثوقيته، فإن الكثير من الجهد قد بذل لتلافي مساوئ التعديل متعدد الحوامل وفي مقدمتها النسبة PAPR المرتفعة، وذلك نظراً للميزات التي يقدمها هذا التعديل وتفوقه على نظرائه من أنماط التعديل أحادي الحوامل في بيئات الاتصالات ذات الشروط القاسية.

طُرحت العديد من الخوارزميات لإنقاص النسبة PAPR في إشارة الحوامل المتعددة، ولكن أياً من هذه الخوارزميات لم تكن قادرة على إنقاص هذه النسبة بفعالية عالية مع تعقيد منخفض، دون زيادة تحميل المعطيات بمعلومات جانبية، ودون انخفاض في الأداء.

يشرح هذا الفصل التقنية الأولى المستخدمة في أنظمة النقل متعدد الحوامل والتي تعمل على إنقاص النسبة PAPR دون فقد في معدل المعطيات.

تقوم الفكرة الأساسية لهذه الخوارزمية على زيادة حجم كوكبة التعديل المطالي العقدي Quadrature Amplitude Modulation (16QAM) المبينة في الشكل (6-1)، حيث سيجري توسعة كل نقطة من الكوكبة Constellation الأساسية إلى عدد من النقاط المكافئة في الكوكبة الموسعة.



الشكل 6-1: كوكبة 16QAM [21]

إذا كانت المسافة الفاصلة بين كل نقطة ومكافئتها تساوي $D = \rho d \sqrt{M}$ حيث M حجم الكوكبة ، d تمثل المسافة بين رمزين من رموز الكوكبة الأصلية، وبحيث $\rho \geq 1$ ، ومن ثمّ لن يزداد معدل خطأ البت BER والإضافة الوحيدة في المستقبل هي استخدام modulo-D بعد مسوّي التردد (FEQ)، وبما أنّ كل وحدة معلومات يمكن توسعتها إلى عدد من الكوكبات الموسعة النقاط، فإنّ هذه الدرجات من الحرية سيجري استثمارها لانقاص PAPR تسمى هذه الطريقة حقن النغمة، حيث أنّ إعادة توضع النقاط في الكوكبة الأساسية إلى نقاط جديدة في الكوكبة الموسعة يكافئ حقن نغمة بتردد وطور معيّن في الرمز متعدد الحوامل [21].

طالما أنّ مشكلة معرفة أي رمز سيجري إرساله هي مشكلة أسية، لذلك لن نعمل بهذا الأسلوب وإنّما سنستخدم خوارزمية تكرارية بدرجة تعقيد أقل.

من أجل قيم متوسطة لـ N تكون درجة تعقيد خوارزمية حقن النغمة ستكون منخفضة، وتُقارن مع درجة تعقيد خوارزمية حجز النغمة.

1.6 تخفيض PAPR باستخدام الكوكبات المعممة:

يعبر عن الطرق الحديثة لتخفيض PAPR بالشكل الرياضي المعطى بالعلاقة (6.1) :

$$\begin{aligned} \bar{x}^m \left[\frac{n}{L} \right] &= x^m \left[\frac{n}{L} \right] + c^m \left[\frac{n}{L} \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} (X_k^m + C_k^m) e^{\frac{j2\pi kn}{NL}} \end{aligned} \quad (6.1)$$

وبما أنّه يتوجب على المستقبل فك تعديل الرمز المستقبل $(X_k^m + C_k^m) + N_k^m$ ، فيجب استخدام طرق فعّالة للتخلص من C_k^m وتحصيل إشارة X_k^m .

يمكن تصميم شعاع C_K^m المستخدم لتخفيض PAPR، بحيث يجري التخلص منه ببساطة دون تعقيد في المستقبل. في طريقة حقن النغمة ثمة خيار لانتقاء C وفق المعادلة $C_K^m = p_K^m D_K + j q_K^m D_K$ حيث p_K^m, q_K^m هي أعداد صحيحة مختارة لإنقاص PAPR والقيمة D_K هي قيمة معلومة من قبل المرسل والمستقبل. باختيار قيمة مناسبة لـ D_K ، فإنَّ المستقبل سيتخلص من إشارة C_K^m بتطبيق modulo- D_K على القسم الحقيقي والتخيلي لخرج المسوي الترددي FEQ أي بتطبيق modulo على العلاقة $X_K^m + C_K^m + \tilde{N}_K^m = X_K^m + p_K^m D_K + j q_K^m D_K + \tilde{N}_K^m$ كما هو مبين في الشكل (2-6) ونقدّم فيما يلي شرحاً مفصلاً لذلك.

بافتراض النغمة X_K ، k - th المؤلفة من b_K بت، ستملك واحدة من $M = 2^{b_K}$ قيمة متقطعة من كوكبة MQAM. من أجل التبسيط لنفترض كوكبة مربعة مع مسافة أصغرية بين نقاط الكوكبة d_K فإنَّ القسم الحقيقي لـ X_K (R_K) والقسم التخيلي (I_K) سيأخذ القيم

$$\left\{ \pm \frac{d_K}{2}, \pm 3 \frac{d_K}{2}, \dots, \pm (\sqrt{M_K} - 1) \frac{d_K}{2} \right\}, \text{ حيث } \sqrt{M_K} \text{ هو عدد المستويات بكل اتجاه.}$$

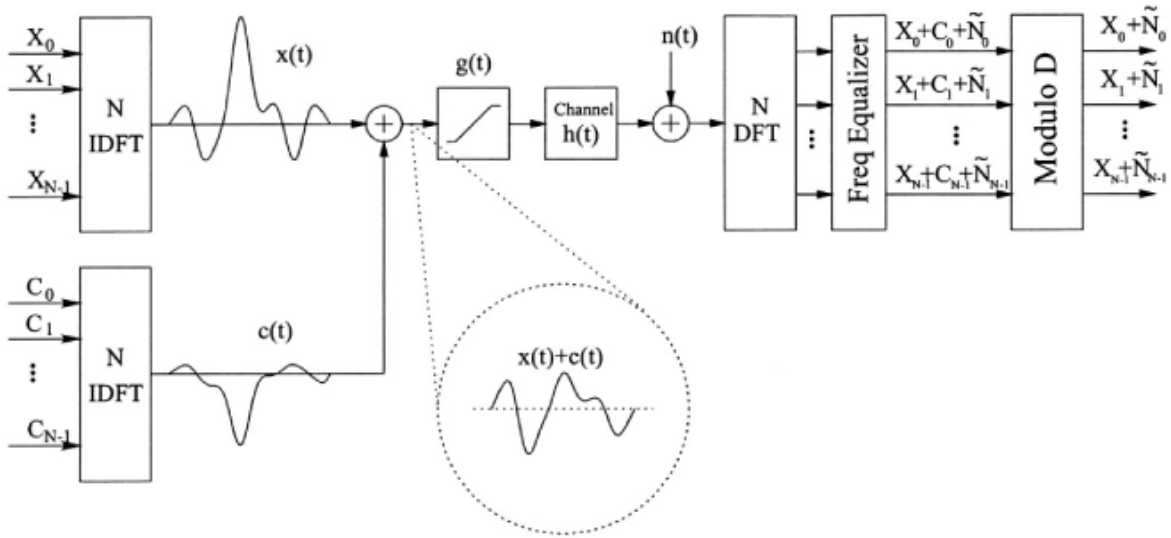
وبين الشكل (3-6) كوكبة 16 QAM، حيث $\sqrt{M_K} = 4$ ، $b_K = 4$.

بافتراض الرمز X_K^m هو رمز من كوكبة التعديل معطى بالقيمة $\frac{d_K}{2} + j \frac{3d_K}{2}$ ، والممثل بالقيمة A على الشكل (3-6)، بتعديل القسم الحقيقي و/أو التخيلي للرمز A، فإنَّ قيمة PAPR للشعاع المرسل ستتناقص بشكل ملحوظ. ولتبسيط عملية فك التعديل يفترض أن يجري تغيير A بقيمة نستطيع تقديرها عند المستقبل. الحالة البسيطة هي بإرسال $\bar{A} = A + p_K D_K + j q_K D_K$ حيث p_K, q_K قيم صحيحة، و D_K هو عدد حقيقي موجب معروف من قبل المستقبل. الخيار الأكثر وضوحاً هو عند $p = q = 0$ ، عندها نحصل على الرمز أو النقطة الأصلية $\bar{A} = A$ ، وباختيار $p_K = -1$ ، $q_K = 0$ سننقل X_K^m من A إلى $\tilde{X}_K^m = A - D = A_2$

لتخفيض درجة التعقيد عند المستقبل، فإنَّ قيمة D_K يفترض اختيارها بعناية. فعلى سبيل المثال إذا كانت $D_K = \frac{d_K \sqrt{M_K}}{2}$ فإنَّ A_2 ستتراكم فوق B كما هو مبين بالشكل (3-6) وسيختلط على المستقبل لمعرفة فيما لو كان الرمز المستقبل هو A_2 أو B، أمّا إذا كانت $D_K = \frac{d_K \sqrt{M_K}}{2} + \frac{d_K}{4}$

عندها لن تتراكم (تتراكب) الرموز في الكوكبة المرسلّة ولكن ستتخفّض المسافة الأصغر بين الرموز المرسلّة من d_k إلى $\frac{d_k}{4}$. من ناحية أخرى في حال اخترنا $D_K \geq d_k \sqrt{M_K}$ ، فإنّ احتماليّة الخطأ في فك ترميز $\bar{A}$ عند المستقبل هي تقريباً ذاتها عند فك ترميز A ، ومن ثمّ فإنّ SER لن يتغيّر. والتعقيد الإضافي الوحيد هو عند المستقبل بتطبيق عملية modulo على الشعاع العقدي المستقبل. تتطلب هذه العمليّة طرح أو إضافة مضاعفات D_K : $R_e\{\bar{X}_k\} = R_k + p_k D_k$ و

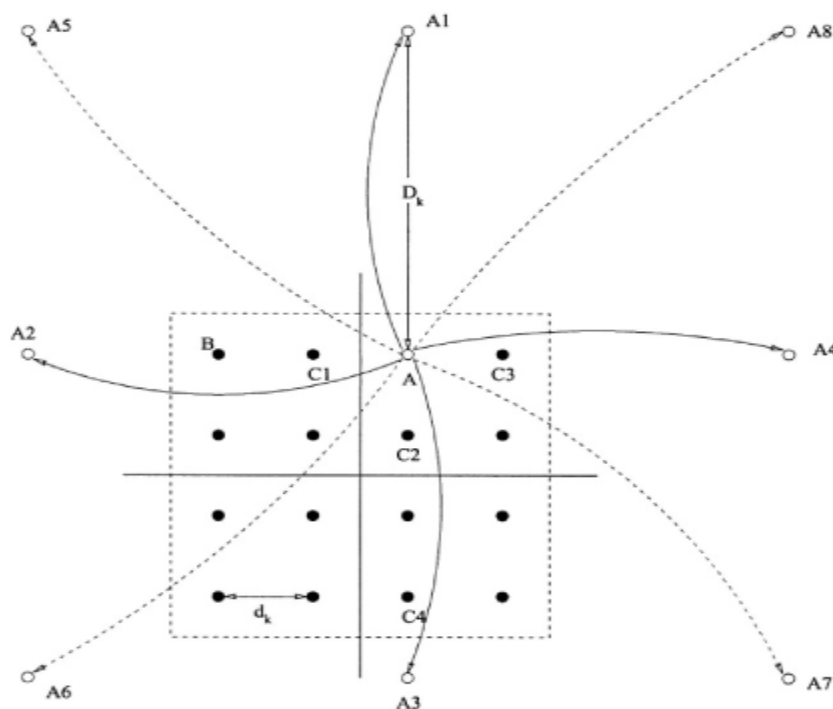
$$J_m\{\bar{X}_k\} = I_k + q_k D_k \text{ حتى تصبح كلتا القيمتين ضمن المجال } \left\{-D_K/2, D_K/2\right\}$$



الشكل 6-2: المخطط الصندوقي لخوارزمية حقن النغمة [13]

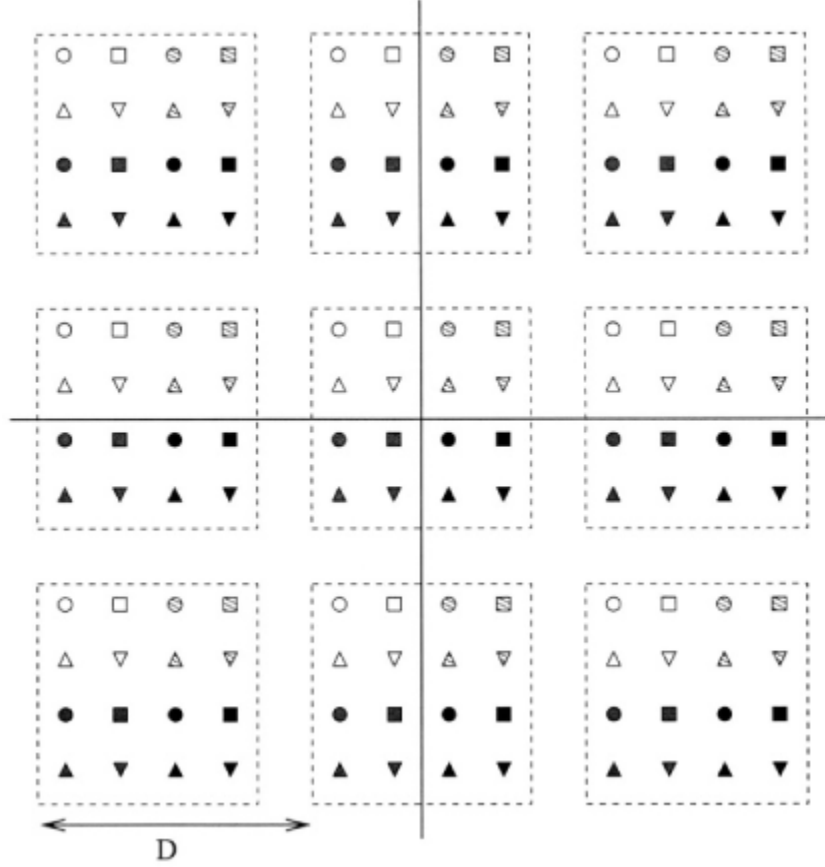
على سبيل المثال إذا جرى توليد قيم p_K, q_K ضمن المجال $1 \geq |q_K|, 1 \geq |p_K|$ ، سنحصل على الكوكبة المعممة الموضحة بالشكل (4-6)، والتي هي مكافئة لكوكبة QAM 9×16 . الانتقال بين كل كوكبة والثانية بمقدار D_K ، يمكن استخدام هذه الدرجات الإضافية من الحرية لتوليد رموز متعددة الحوامل مع قيم منخفضة لـ PAPR. إذا اختار المرسل قيمة $K = d_k \sqrt{M_K}$ عندها الكوكبة المعممة ستصبح شبكية lattice كما في الشكل (4-6).

إنّ أي خيار $D_K \geq d_k \sqrt{M_k}$ لن يزيد SER لنظام غير مرمز، لكن الجيران الجدد الأقرب والمضافة بسبب عملية ال modulo ستزيد احتمالية الخطأ في النظم المرمزة، حيث من أجل الكوكبة 16 QAM كما في الشكل (2-6) الجيران الأقرب إلى A هم (C1,C2,C3)، ولكن الجيران الأقرب للكوكبة الموسعة للنقطة A3 هم (C1,C2,C3,C4)، ومعظم التراميز قادرة على كشف خطأ (C1,C2,C3)، ولكنها غير قادرة على كشف C4. لذلك وللنظم المرمزة من الأفضل اختيار $D_K = \rho d_k \sqrt{M_k}$ حيث $\rho \geq 1$ لتخفيض الخطأ في كشف الترميز.



54

حتى لايزداد الخطأ من الأفضل عدم تكرار الرموز الخارجية لكوكبة QAM، حيث أن تعديل النقاط الداخلية فقط مثل C2 سيجعل المسافة الأصغر لخطأ modulo $2d_k$ بدلاً من d_k لكن هذا سيزيد الاستطاعة المرسلة كما ذكرنا سابقاً.



الشكل 6-4: الكوكبة المعممة من كوكبة QAM 16 [21]

باستخدام الكوكبة المعممة حيث كل رمز معلومات X_k جرى إعادة توضع إلى قيم مكافئة $\tilde{X}_k$ عندها يمكن اختيار الرمز متعدد الحوامل المرسل من المجموعة المعطاة بالعلاقة (6.2):

$$\bar{x}^m \left[\frac{n}{L} \right] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (X_k^m + p_K^m D_K + Jq_K^m D_K) e^{\frac{j2\pi kn}{NL}} \quad (6.2)$$

عند المستقبل كشف ترميز X_k^m من $\tilde{X}_k^m$ بسيط جداً، بمأن $D_k \geq d_k \sqrt{M_k}$ ، ويستطيع المستقبل فك ترميز X_k بتطبيق عملية $X_k = \text{mod } D(\tilde{X}_k)$ modulo بتقييد.

الحوامل. عادةً تكون القيم غير الصفرية لـ q_k, p_k هي جزء صغير من N . قد يجري تطبيق عملية modulo بديلة وبفعالية كبيرة بواسطة تقييس قيم الرمز المعدّل ثمّ مكافئة البتات الضرورية فقط [21,22].

2.6 تأثير اختيار النغمات المكافئة من الكوكبة على الاستطاعة:

كما أوردنا سابقاً فإنّ الرمز المكافئ المرسل $\bar{X}_K = X_K + P_K D_K + j q_K D_K$ يملك طاقة أكبر من طاقة رمز الكوكبة الأصلية في حال كان $p_K \neq 0$ ، $q_K \neq 0$ ، $D_K \geq d_k \sqrt{M_k}$ ،

وسنوضح فيما يأتي أنّ الاختيار الدقيق للمعاملات q_k, p_k وقيم النغمة المعدلة X_K بشكل جيد يقود إلى انقاص الاستطاعة المرسلّة، حيث أنّ أهميّة إنقاص الطاقة المرسلّة تمكن في أنّ أي زيادة غير ضرورية في الاستطاعة، ستقود إلى ظهور قيم أو ذرى في أماكن أخرى، وهذا بدوره يعقّد خوارزميات الحساب التكرارية لحساب $\bar{X}_K$.

لتبسيط الدراسة قمنا باختيار كوكبة 16 QAM، لكن يمكن استخدام كوكبة MQAM وبأي حجم واتباع ذات الأسلوب في الدراسة، إضافةً إلى ذلك قمنا بدراسة الحلقة الأولى من الكوكبة الموسعة فقط، أي عندما $|p| \geq 1$ ، $|q| \geq 1$ يمكن اختيار نقاط أبعد، وهذا ما سيرافقه زيادة في الطاقة ومن ثمّ هذه النقاط لن تكون مناسبة للتطبيقات العملية.

لنفترض الآن النقطة $A = (1,3)$ حيث جرى اختيار $d_k \sqrt{M_k} \geq D_k \geq 1.5 d_k \sqrt{M_k}$ سنحصل بذلك على مجموعة من النقط المكافئة للنقطة A مرتبة حسب زيادة استطاعتها وفق الآتي $\{A, A_3, A_2, A_6, A_4, A_7, A_1, A_5, A_8\}$ ، حيث أنّ زيادة الاستطاعة لهذه النقاط مرتبط باختيار D_K وباختيار حجم الكوكبة M_k .

على سبيل المثال إذا كان $\sqrt{M_k} = 4$ و $D_k = 1.25d_k\sqrt{M_k}$ ، ستكون A3 تملك استطاعة أعلى 3 مرات من A وستكون A8 ذات استطاعة أعلى 20 مرة من A، أما من أجل النقطة C2=(1,1) فإن أقرب نقطة مكافئة لها ستملك استطاعة أعلى 30 مرة من C2، والسبب في ذلك أن C2 أقرب إلى مركز الكوكبة الأصلية، ومن ثم ستكون جميع النقاط المكافئة بعيدة إلى حد ما عن مركز الكوكبة. وبالنسبة إذا كان الهدف هو تخفيض زيادة الاستطاعة، فمن المفيد اختيار القيم المكافئة للنغمات التي تقع على حدود الكوكبة الأصلية.

إذا كانت استطاعة النغمة K-th من الشعاع $X[n/l]$ هي $|X_K|^2$ ، فإن متوسط طاقة النغمة K-th $\varepsilon_K = E\{|X_K|^2\}$ يحقق العلاقة (6.3):

$$\varepsilon_K = \frac{d_K^2}{6} (M_K - 1) \quad (6.3)$$

وتكون المسافة الصغرى بين نقاط الكوكبة معطاة بالعلاقة (6.4):

$$d_k = \sqrt{\frac{6\varepsilon_K}{M_K - 1}} \quad (6.4)$$

في أنظمة OFDM جميع النغمات لها نفس الطاقة ، ومن ثم ε_K ثابت، ولتسهيل الدراسة نختار كوكبة ذات $\varepsilon_K = 1$ ، أما في نظام DMT يجري تطبيق تحميل البتات، ومن ثم تختلف الطاقة لكل نغمة عن الأخرى. يعزى معظم هذا الاختلاف إلى توزيع النقاط في الكوكبة، ويجري تقييس كل نغمة بربح g_k للحصول على معدل خطأ ثابت BER ثابت على كل الترددات.

بافتراض الاستطاعة المتوسطة واحدة تكون العلاقة (6.5) محققة:

$$\varepsilon_K = g_k^2 \quad (6.5)$$

ومن ثم تكون العلاقة (6.6) محققة أيضاً:

$$\sum_{K=0}^{N-1} \varepsilon_K = \sum_{K=0}^{N-1} g_K^2 = N \quad (6.6)$$

وتعطى المسافة الصغرى حينذاك بالعلاقة (6.7):

$$d_k = g_k \sqrt{\frac{6}{M_k - 1}} \quad (6.7)$$

حيث $g_k = 1$ من أجل رموز OFDM .

بما أن القسم الحقيقي لإشارة X_K يحقق القيم $\{\pm \frac{d_k}{2}, \pm 3 \frac{d_k}{2}, \dots, \pm (\sqrt{M_k} - 1) \frac{d_k}{2}\}$ $R_K \in$ للتبسيط نفترض متحول r_k حيث $R_K = r_k \cdot \frac{d_k}{2}$ ومن ثمّ ستصبح

$r_k \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (\sqrt{M_k} - 1)\}$ وبشكل مشابه يمكن كتابة القسم التخيلي على الشكل $I_K = i_k \cdot \frac{d_k}{2}$

بما أن استطاعة النغمة تحقق الخاصية الجمعية تكون العلاقة (6.8) محققة.

$$|\bar{X}_k|^2 = \bar{R}_K^2 + \bar{I}_K^2 = (R_K + p_K D_K)^2 + (I_K + q_K D_K)^2 \quad (6.8)$$

ويمكن دراسة زيادة الاستطاعة التي يسببها إزاحة القسم الحقيقي أو التخيلي بمقدار D بشكل مستقل.

فيما يلي سنهدف إلى إنقاص الاستطاعة الناتجة عن الإزاحة قدر الإمكان.

لنفترض $q_K = 0$ ، $|p_K| \geq 0$ ومن ثمّ تتعلق مسألة انقاص الاستطاعة باختيار قيم R_K

والإزاحة p_K وهذا ما يمكن صياغته وفق العلاقات من (6.9) إلى (6.16):

$$\arg \min_{r_K, p_K \neq 0} [\bar{R}_K^2 - R_K^2] = \quad (6.9)$$

$$= \arg \min_{r_K, p_K \neq 0} \left(\frac{d_k}{2} \right)^2 \left[(r_K + 2\rho p_K \sqrt{M_k})^2 - r_K^2 \right] \quad (6.10)$$

$$= \arg \min_{r_K, p_K \neq 0} \left[(r_K + 2\rho p_K \sqrt{M_k})^2 - r_K^2 \right] \quad (6.11)$$

$$= \arg \min_{r_K, p_K \neq 0} [r_k^2 + 4r_K \rho p_k \sqrt{M_k} + 4\rho^2 p_k^2 M_k - r_k^2] \quad (6.12)$$

$$= \arg \min_{r_K, p_K \neq 0} [r_K p_k \sqrt{M_k} + \rho p_k^2 M_k] \quad (6.13)$$

$$= \arg \min_{r_K, |p_K|=1} [r_K p_k \sqrt{M_k} + \rho M_k] \quad (6.14)$$

$$= \arg \min_{r_K, |p_K|=1} [r_K p_k \sqrt{M_k}] \quad (6.15)$$

$$= \arg \min_{r_K, |p_K|=1} r_K p_k \quad (6.16)$$

نستنتج من هذه العلاقات أنّ أقل زيادة في الاستطاعة تحدث عندما

الإزاحة لنقاط الكوكبة ذات المطال الأعظمي، وبعكس إشارة القسم الحقيقي لمركبات الكوكبة. يمكن تطبيق ذات الدراسة على القسم التخيلي للإشارة.

لنفترض $p_K = 1$ & $r_K = -(\sqrt{M_k} - 1)$ في $\bar{R}_K^2 - R_K^2$ عندها تعطى زيادة للاستطاعة من أجل إزاحة واحدة بالعلاقة (6.17):

$$\begin{aligned} & \min_{r_K, p_K \neq 0} [\bar{R}_K^2 - R_K^2] \\ &= \left(\frac{d_k}{2}\right)^2 \left[(r_K + 2\rho p_k \sqrt{M_k})^2 - r_k^2 \right]_{p_K=1 \& r_K=-(\sqrt{M_k}-1)} \\ &= \left(\frac{d_k}{2}\right)^2 [r_k^2 + 4r_K \rho \sqrt{M_k} + 4\rho^2 M_k - r_k^2]_{r_K=-(\sqrt{M_k}-1)} \\ &= \left(\frac{d_k}{2}\right)^2 [-4(\sqrt{M_k} - 1)\rho \sqrt{M_k} + 4\rho^2 M_k] \\ &= d_k^2 \rho [-(\sqrt{M_k} - 1)\sqrt{M_k} + \rho M_k] \\ &= d_k^2 \rho [\sqrt{M_k} + (\rho - 1)M_k] \\ &= \frac{6\rho g_k^2}{M_k - 1} [\sqrt{M_k} + (\rho - 1)M_k] \quad (6.17) \end{aligned}$$

وحيث أنَّ الطاقة المتوسطة للرمز متعدد الحوامل معطاة بالعلاقة (6.6)، عندها تتعلق أقل زيادة في الاستطاعة المتوسطة باستطاعة الرمز، كما هو مبين بالعلاقة (6.18):

$$\min_{r_K, p_K \neq 0} [\bar{R}_K^2 - R_K^2] = \frac{6\rho g_k^2}{N(M_k - 1)} [\sqrt{M_k} + (\rho - 1)M_k] \quad (6.18)$$

من أجل حالة OFDM مع أدنى إزاحة $\rho = 1$ ، يمكن تبسيط العلاقة (6.18) إلى الشكل المعطى بالعلاقة (6.19):

$$\min_{r_K, p_K \neq 0} [\bar{R}_K^2 - R_K^2] = \frac{6\sqrt{M_k}}{N(M_k - 1)} \quad (6.19)$$

مع زيادة حجم الكوكبة، ومع تكرار النقاط الخارجية فإنَّ زيادة الاستطاعة ستكون صغيرة، كما نسعى دائماً لتكرار عدد قليل من النقاط وليس كل نقاط الكوكبة [21].

3.6 التخفيض الأعظمي لعامل الذروة باتجاه واحد:

على الرغم من أنَّ الدراسة الآتية تجري على إشارة متعددة الحوامل حقيقية، إلا أنَّ النتائج يمكن توسعتها بسهولة لتتضمن الحالة العقديّة.

سندرس في هذه الفقرة أعلى قيمة يمكن تخفيضها لعامل الذروة باستخدام تقنية حقن النغمة باتجاه واحد، عندما يجري استخدام أول حلقة مكافئة، أي عندما $|q_k| \geq 1$ ، $|p_k| \geq 1$

لنفترض N زوجيّة يعطى خرج المرسل IFFT بالعلاقة (6.20):

$$x[n/L] = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N/2-1} [R_k \cos\left(2\pi kn/N_L\right) - I_k \sin\left(2\pi kn/N_L\right)] \quad (6.20)$$

في حال كانت PAPR لإشارة الرمز متعدد الحوامل مرتفعة، فإنّه ثمة قيمة واحدة على الأقل مرتفعة لـ $x[n/L]$ ، ولنفترض أنَّ موضع هذه القيمة يوافق n_0 ، لنستبدل $n = n_0$ في العلاقة (6.20) فنحصل على العلاقة (6.21):

$$x[n_0/L] = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N/2-1} [R_k \cos\left(2\pi k n_0 / NL\right) - I_k \sin\left(2\pi k n_0 / NL\right)] \quad (6.21)$$

لنفترض $x[n_0] > 0$ و $\cos\left(2\pi k_0 n_0 / NL\right) = 1 > 0$ عند التردد k_0 ، فإذا كافأنا النقطة n_0 بنقطة ثانية بواسطة إزاحة النقطة الأصلية بمقدار معين لنفترضه D_{k_0} على القسم الحقيقي.

وإذا قمنا بطرح D_{k_0} من R_{k_0} ، فإنّ شعاع الرمز متعدد الحوامل المكافئ $\bar{x}\left[\frac{n}{L}\right]$ يمكن حسابه من دون إعادة تطبيق تحويل فورييه السريع العكسي IFFT، وذلك لأننا باستخدام هذه الخوارزمية عدّلنا نغمة واحدة فقط، وسيعطى عندها الرمز الجديد المكافئ بالعلاقة (6.22) :

$$\bar{x}\left[\frac{n}{L}\right] = x\left[\frac{n}{L}\right] + \frac{2}{\sqrt{N}} (-D_{k_0}) \cos\left(2\pi k_0 n / NL\right) \quad (6.22)$$

بعد استبدال D_{k_0} بـ $R_{k_0} - D_{k_0}$ ، فإنّ تخفيض الذروة عند $\bar{x}[n_0]$ سيحقق العلاقات من (6.23) إلى (6.25):

$$\bar{x}\left[\frac{n_0}{L}\right] = x\left[\frac{n_0}{L}\right] - \frac{2D_{k_0}}{\sqrt{N}} \quad (6.23)$$

$$= x\left[\frac{n_0}{L}\right] - \frac{2\rho d_{k_0} \sqrt{M_{k_0}}}{\sqrt{N}} \quad (6.24)$$

$$= x\left[\frac{n_0}{L}\right] - \frac{2\rho g_{k_0}}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{6M_{k_0}}{M_{k_0} - 1}} \quad (6.25)$$

إنّ أكبر تخفيض لعامل الذروة للعيّنة $x \left[\frac{n_0}{L} \right]$ يمكن تحقيقه من أجل $l=1$ ، وتعطى الذروة عندها بالعلاقة (6.26):

$$\bar{x} \left[\frac{n_0}{L} \right] \geq x \left[\frac{n_0}{L} \right] - \frac{2\rho g_{k_0}}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{6M_{k_0}}{M_{k_0} - 1}} \quad (6.26)$$

وبسبب احتمال ظهور ذرى جديدة في مواضع أخرى، لتكن n_1 حيث $n_0 \neq n_1$ عندها سيحقق الرمز متعدد الحوامل العلاقة (6.27):

$$\max_n \left| \bar{x} \left[\frac{n}{L} \right] \right| \geq \max_n x \left[\frac{n}{L} \right] - \frac{2\rho g_{k_0}}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{6M_{k_0}}{M_{k_0} - 1}} \quad (6.27)$$

يمكن تطبيق ذات الدراسة في حال تحقق الشرط المعطى بالعلاقة (6.28):

$$\cos \left(2\pi k_0 n_0 / N_L \right) = 1 < 0 \quad (6.28)$$

عندها سيجري استبدال $R_{k_0} + D_{k_0} \rightarrow R_{k_0}$

كما يمكن توسعة هذه الدراسة لتشمل الحد $I_K \sin \left(2\pi k n_0 / N_L \right)$

بشكل عام يمكن تعميم الإزاحة D وحيدة الاتجاه لتشمل النقاط الأربعة لكل نغمة K_0 وفق العلاقة (6.29):

$$\bar{x} \left[\frac{n}{L} \right] = x \left[\frac{n}{L} \right] + \frac{2}{\sqrt{N}} (\pm D_k) \{ \cos, \sin \} (2\pi k n_0 / N_L) \quad (6.29)$$

من أجل $n=0,1,\dots,N_L-1$ ومن (6.27) يعطى أكبر تخفيض بقيمة الذروة بالعلاقة (6.30):

$$\delta_k = \frac{2\rho g_k}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{6M_k}{M_k - 1}} \quad (6.30)$$

في حال جرى اتباع ذات الإجرائية على k بعد حقيقي/ تخيلي بشكل متزامن، فإنّ تخفيض الذروة الأعظمي هو $\sum_{k=1}^K \delta_k$. من (6.27) نجد أنّ عامل الذروة يتناقص بزيادة N ، مما يقود إلى زيادة عدد التكرارات المطلوبة لتخفيض PAPR إلى قيمة معينة مطلوبة [21].

على سبيل المثال إذا كانت M_k, ρ, g_k ثابت من أجل جميع نغمات (OFDM)، وتخفيض الذروة المطلوب هو Δ عندها يعطى عدد التكرارات المطلوبة بالعلاقة (6.31):

$$K = \frac{\Delta}{\delta} = \frac{\sqrt{M-1}}{2\rho\sqrt{6M}} \Delta\sqrt{N} = \gamma\Delta\sqrt{N} \quad (6.31)$$

4.6 دراسة بعض الخوارزميات للحصول على إشارة ذات استطاعة منخفضة

سنشرح في هذا المقطع بعض الخوارزميات للحصول على إشارة منخفضة الاستطاعة. بإعادة كتابة (6.2) نحصل على العلاقة (6.32):

$$\bar{x} \left[\frac{n}{L} \right] = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} \left[(R_k + p_k D_k) \cos(2\pi kn/N_L) - (I_k + q_k D_k) \sin(2\pi kn/N_L) \right] \quad (6.32)$$

إنّ إيجاد قيم p_k, q_k للحصول على أدنى قيمة للعامل الذروة PAPR يتطلب حساب integer Programming والتي لها درجة تعقيد أسية.

لنفترض لدينا S نقطة مكافئة لكل نقطة من الكوكبة، وبافتراض وجود K نقطة يجب تخفيض النسبة PAPR لها (يفترض إزاحتها كم هو مبين بالعلاقات من (6.33) إلى (6.35):

$$\binom{N}{K} S^K = \frac{N(N-1) \dots (N-K+1)}{K!} S^K \quad (6.33)$$

$$\approx \frac{N^K}{K!} S^K \quad (6.34)$$

$$\approx (NS)^K \quad (6.35)$$

ومن ثمّ لدينا $(NS)^K$ تركيبة ممكنة من الأشعة من $[q_0 \dots \dots q_{\frac{N}{2}-1}]$ و $[p_0 \dots \dots p_{\frac{N}{2}-1}]$ ،
وبما أنّ $N \gg K$ فإنّ التقريب (6.34)(6.35) سيكون معقولاً.

كما ذكرنا في الفقرة 4.5 يرتبط تخفيض النسبة PAPR بمقدار Δ بعدد الإزاحات المطلوبة بالعلاقة
 $K = \gamma \Delta \sqrt{N}$ ، ومن ثمّ يعطى عدد التركيبات المطلوبة بالعلاقة (6.36):

$$\binom{N}{\gamma \Delta \sqrt{N}} S^{\gamma \Delta \sqrt{N}} \approx (NS)^{\gamma \Delta \sqrt{N}} \quad (6.36)$$

تظهر هذه العلاقة درجة التعقيد الأسّيّ لحساب الحل الأمثلي لتخفيض PAPR [22].

يمكن تخفيض النسبة PAPR بمقدار أقرب إلى المثالية، وبدرجة التعقيد أقل باستخدام خوارزميات تكرارية.

أولاً: نعلم أنّ القيم غير الصفرية لكل من p_k, q_k ستزيد من استطاعة الرمز، على الرغم من أنّ على الخوارزمية تخفيض قيمة عامل الذروة، إلّا أنّها ستسبب ظهور ذرى جديدة. لذلك ولتبسيط العمليات التكرارية يفترض اختيار النقاط الخارجية في الكوكبة مع إزاحة بعكس إشارة القسم (الحقيقي/ التخييلي) لهذه النقاط .

ثانياً: عند النقاط ذات الذرى المرتفعة يفترض اختيار النغمات التي تكون فيها L المعطاة بالعلاقة (6.23) كبيرة، وذلك حتى نتمكن من تخفيض أكبر قدر ممكن من النسبة PAPR بكل خطوة.

وبشكل مشابه فإنّ اختيار قيم كبيرة لـ D سيلغي الذرى بشكل أسرع لكنّه سيزيد الاستطاعة.

تبدأ الخوارزمية عند $p_k = 0, q_k = 0$ بعد إيجاد الموقع ذي الذروة المرتفعة n_0 نبحث عن إحدى النغمات k_0 بحيث يكون القسم الحقيقي أو التخييلي كبيراً، وبحيث تجري الإزاحة بعكس إشارة القسم (الحقيقي/ التخييلي) ، بعد إيجاد النغمة k_0 فإنّ $\bar{x} \left[\frac{n}{L} \right]$ سيجري تحديثها باستخدام (6.29). في حال وجود أكثر من ذروة في الإشارة $x \left[\frac{n}{L} \right]$ يفترض إيجاد النغمة k_0 بحيث نخفض الذرى قدر الإمكان.

يمكن تكرار هذه الإجرائية عدّة مرات حتى نحصل على قيمة PAPR المطلوبة أو على عدد التكرارات الأعظمي المسموح به أو حتى نصل إلى الحد الأعظمي للاستطاعة والذي لا يمكننا تجاوزه.

5.6 خوارزمية فعّالة لحقن النغمة (ATI) :Adaptive Tone Injection

جرى اقتراح تقنية فعّالة لحقن النغمة اعتماداً على ضجيج القص وذلك لتخفيض درجة تعقيد تقنية حقن النغمة التقليدية.

تتألف خوارزمية حقن النغمة المتكيفة من ثلاث خطوات أساسية: القص، واختيار النغمات، وإجراء حقن النغمة

1.5.6 القص clipping :

في هذه الخطوة الإشارة المعتانة بشكل مضاعف x_n حيث $(n=0,1,...,NL-1)$ يجري قص مطالها إلى المطال الأعظمي المسموح به A_{max} ، وتجرى عملية القص باستخدام المحدد المعتدل Soft Limiter وفق العلاقة (6.37):

$$\tilde{x}_n = \begin{cases} x_n & (|x_n| < A) \\ A_{max} e^{j\arg\{x_n\}} & (|x_n| \geq A) \end{cases} \quad (6.37)$$

يجري تحديد A_{max} تبعاً لمتطلبات نسبة القص γ المطلوبة وفق العلاقة (6.38):

$$\gamma = \frac{A_{max}}{\sqrt{P_{in}}} \quad (6.38)$$

حيث P_{in} هي الاستطاعة المتوسطة لإشارة دخل المحدد المعتدل.

يجري حساب PAPR من خرج IFFT اعتماداً على العلاقة (6.39):

$$x = \text{IFFT}\{X\} = \{x_0, x_1, \dots, x_{NL-1}\} \quad (6.39)$$

ويجري تخزين النتيجة لستخدام في المرحلة الأخيرة.

2.5.6 اختيار النغمات اعتماداً على ضجيج القص :noises

في هذه الخطوة الإشارة المقصودة $\tilde{X}_n$ التي حصلنا عليها من الخطوة الأولى يجري استخدامها لانتقاء النغمات التي سنخفض النسبة PAPR لها.

كإجرائية أولية يُعطى ضجيج القص الذي نحصل عليه بالعلاقة (6.40):

$$x_{\text{Clip},n} = x_n - \tilde{X}_n \quad (n = 0, 1, \dots, NL - 1) \quad (6.40)$$

ويجري تحويله إلى المجال الترددي بتطبيق تحويل فورييه وفق العلاقة (6.41):

$$X_{\text{Clip},k} = \sum_{m=0}^M x_{\text{Clip},n_m} e^{-j2\pi n_m k / NL} \quad (6.41)$$

$$k = 0, \dots, NL - 1$$

حيث M تحدد العدد الكلي لعينات ضجيج القص.

$\{n_m\}_{m=0, \dots, M-1}$ تحدد المواقع الزمنية (النغمات) حيث تتواجد عينات ضجيج القص.

ثم يجري تحديد مواقع الحوامل الفرعية التي تملك الاستطاعة اللحظية العظمى سواءً في القسم الحقيقي أو التخيلي وفق العلاقة (6.42) و (6.43):

$$k_{\text{real}}^* = \arg \max_{k \in \{0, \dots, N-1\}} |\text{Re}(X_k) - \text{Re}(\tilde{X}_n)| \quad (6.42)$$

$$k_{\text{imag}}^* = \arg \max_{k \in \{0, \dots, N-1\}} |\text{Im}(X_k) - \text{Im}(\tilde{X}_n)| \quad (6.43)$$

يعدّ k_{real}^* ، k_{imag}^* المساهمين الأساسيين في توليد عينات إشارة الذروة بسبب أنّ استطاعة ضجيج القص في هذه النغمات أعلى من النغمات الباقية، وبسبب أنّ إشارة ضجيج القص هو شعاع [23]

يمكننا الحصول على العناصر الاتجاهية $a_{k_{\text{real}}^*}$ ، $b_{k_{\text{imag}}^*}$ وفق العلاقة (6.44)

$$a_{k_{\text{real}}^*} = -\frac{\text{Re}(X_{\text{clip},k_{\text{real}}^*})}{|\text{Re}(X_{\text{clip},k_{\text{real}}^*})|} , \quad b_{k_{\text{imag}}^*} = -\frac{\text{Im}(X_{\text{clip},k_{\text{imag}}^*})}{|\text{Im}(X_{\text{clip},k_{\text{imag}}^*})|} \quad (6.44)$$

3.5.6 إجرائية حقن النغمة:

في هذه الخطوة يجري توليد إشارة المجال الزمني الجديدة $\bar{x}_n$ باستخدام المركبات الاتجاهية

($b_{k_{imag}^*}$ ، $a_{k_{real}^*}$) ومواقع الحوامل الجزئية ذات استطاعة ضجيج القص الأعظمية
(k_{imag}^* ، k_{real}^*) وفق العلاقة (6.45) :

$$\bar{x}_n = x_n + \frac{D}{\sqrt{N}} \left(a_{k_{real}^*} e^{\frac{j2\pi k_{real}^* n}{NL}} + b_{k_{imag}^*} e^{\frac{j2\pi k_{imag}^* n}{NL}} \right) \quad (6.45)$$

$$(n= 0, \dots, NL-1)$$

وأخيراً يجري حساب الإشارة ذات النسبة PAPR الأقل بواسطة مقارنة النسبة PAPR للإشارة الأصلية والإشارة التي قمنا بحقن النغمة لها [23] .

الفصل السابع

إنقاص النسبة PAPR بواسطة التوسعة الفعّالة للكوكبة

PAPR Reduction by Active Constellation Extension

يقدم هذا الفصل التقنية الحديثة الثانية المستخدمة في أنظمة النقل متعدد الحوامل والتي تعمل على انقاص النسبة PAPR دون فقد في معدل المعطيات.

هذه الخوارزمية مشابهة لسابقتها حيث تقوم الفكرة الأساسية لهذه الخوارزمية على زيادة حجم الكوكبة تعطى النقاط الخارجية في الكوكبة حرية التحرك، بينما يجري الحفاظ على توضع النقاط الداخلية لضمان ثبات المسافة الدنيا بين نقاط الكوكبة ومن ثم لن يزداد معدل خطأ البت BER .

1.7 خوارزمية التوسعة الفعّالة للكوكبة المعتمدة على القص والترشيح التكراري: Active Constellation Extension Based RCF(ACE-RCF)

في خوارزمية ACE- RCF تعطى النقاط الخارجية في الكوكبة حرية التحرك، بينما يجري الحفاظ على توضع النقاط الداخلية لضمان ثبات المسافة الدنيا بين نقاط الكوكبة كما هو مبين في الشكل (1-7). تتمثل السيئة الأساسية لهذه الخوارزمية في محدودية القدرة على إنقاص PAPR.

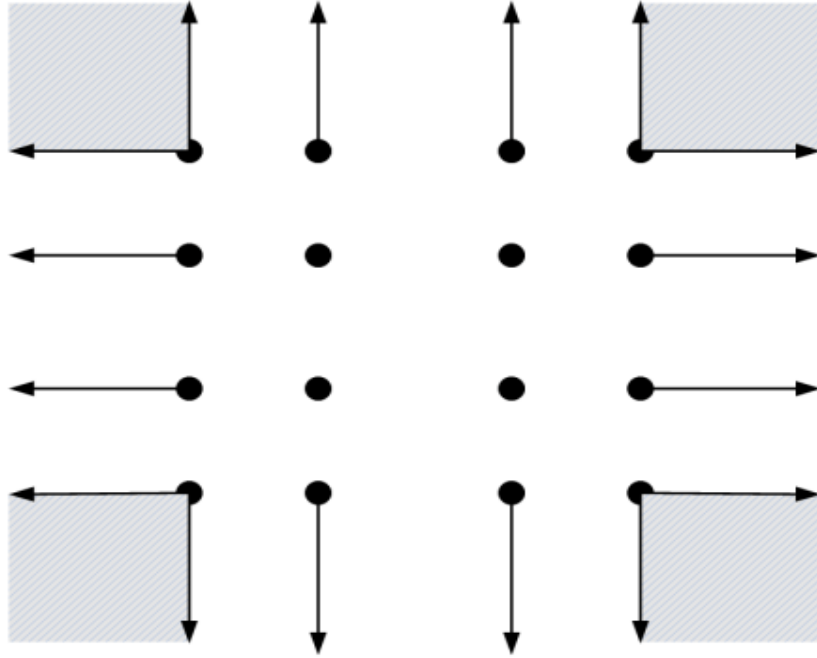
يمكن تلخيص خوارزمية ACE بالخطوات الآتية:

1. يجري تحويل رموز المعطيات C ذات المجال الترددي إلى إشارة المجال الزمني x وذلك بتطبيق تحويل فورييه السريع العكسي IFFT، مع ملاحظة أنّ عامل رفع التقطيع المطلوب $L \geq 4$.

2. باستخدام المحدد المعتدل يجري قص إشارة المجال الزمني x للحصول على $\tilde{x}$ من أجل أي قيمة $|x_n| \geq A$.

3. تحول إشارة المجال الزمني $\tilde{x}$ إلى المجال الترددي $\tilde{C}$ بتطبيق تحويل فورييه السريع FFT.

4. نقوم بإعادة توضع نقاط الكوكبة للإشارة $\tilde{C}$ بحيث نحافظ على التوضع الأصلي لنقاط الكوكبة الداخلية كما في الكوكبة C ، في حين يجري إسقاط نقاط الكوكبة الخارجية المتواجدة في المناطق المحظورة إلى الحدود المسموح بها.



الشكل 7-1: خوارزمية التوسعة الفعالة للكوكبة [13]

5. نعود إلى الخطوة 1 ونكرر الخوارزمية إلى أن نصل إلى عدد التكرارات المطلوب أو حتى نصل إلى النسبة PAPR المرغوب بها [20,13].

2.7 خوارزمية القص والترشيح التكراري بتشوه محدود:

Recursive Clipping and filtering with Bounded Distortion (RCF-BD)

إنّ تقنية RCF-BD هي خوارزمية معمة من خوارزمية ACE. في خوارزمية ACE تكون النقاط الداخلية ثابتة، و يجري تخفيض النسبة PAPR من توسعة النقاط الخارجية فقط.

بينما في خوارزمية RCF-BD يمكن للنقاط الداخلية أيضاً أن تتحرك في مجال توسعة صغير لتحقيق تخفيض أفضل في النسبة PAPR.

يمكن تجزئة RCF-BD إلى قسمين: خوارزمية القص والترشيح التكرارية RCF، والتشويه المحدود Bounded Distortion(BD)

1.2.7 خوارزمية القص والترشيح التكرارية (RCF):

1. يجري تحويل إشارة المجال الأساسية العقدية C من المجال الترددي إلى إشارة المجال الزمني x ، وذلك بتطبيق تحويل فورييه السريع العكسي IFFT، مع ملاحظة أن عامل رفع التقطيع المطلوب $L \geq 4$.

2. باستخدام المحدد المعتدل يجري قص إشارة المجال الزمني x للحصول على $\tilde{x}$ من أجل أي قيمة $|x_n| \geq A$.

3. تحول إشارة المجال الزمني $\tilde{x}$ إلى المجال الترددي $\tilde{C}$ بتطبيق تحويل فورييه السريع FFT.

4. تجري عملية فلتر الإشارة $\tilde{C}$ لنحصل على الإشارة $\hat{C}$.

2.2.7 التشويه المحدود (BD):

1. يجري حساب

$$X_k = R\{\hat{C}_k\} - R\{C_k\}$$

$$\mu_k = I\{\hat{C}_k\} - I\{C_k\}$$

2. نعوض

$$R\{C_k\} = R\{\hat{C}_k\}$$

في حال تحقق أحد الشروط الآتية:

$$\begin{cases} |X_k| \leq \delta \\ R\{\hat{C}_k\} \geq \gamma \end{cases} \quad \text{and} \quad X_k > 0$$

$$\begin{cases} R\{\hat{C}_k\} \leq \gamma \end{cases} \quad \text{and} \quad X_k < 0$$

والآ نعوض

$$R\{C_k\} = R\{C_k\} + \text{sign}(X_k) \cdot \delta$$

3. نعوض

$$I\{C_k\} = I\{\hat{C}_k\}$$

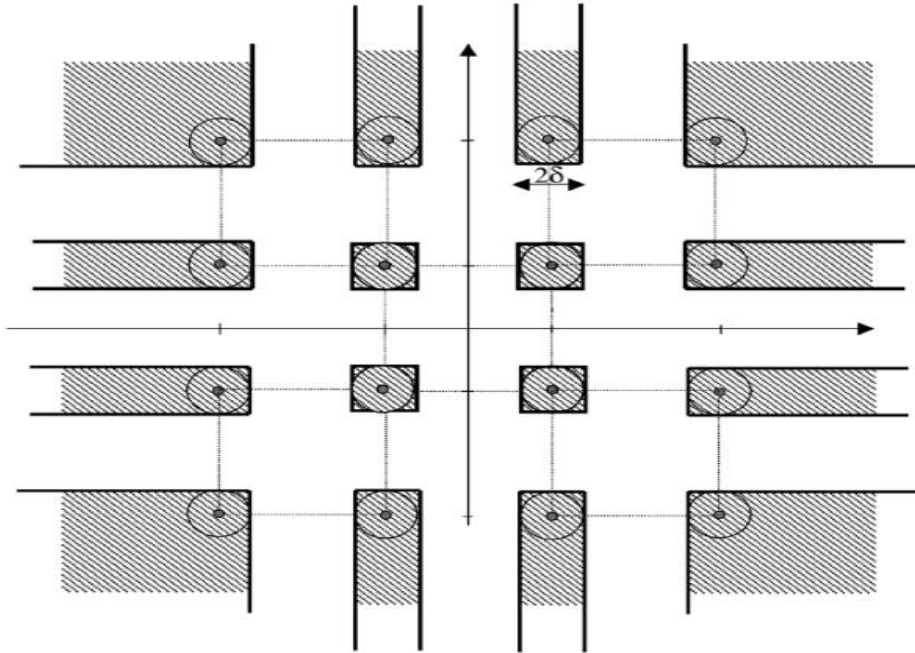
في حال تحقق أحد الشروط الآتية :

$$\begin{cases} |\mu_k| \leq \delta \\ I\{\hat{C}_k\} \geq \gamma \quad \text{and} \quad \mu_k > 0 \\ I\{\hat{C}_k\} \leq \gamma \quad \text{and} \quad \mu_k < 0 \end{cases}$$

والآ نعوض

$$I\{C_k\} = I\{C_k\} + \text{sign}(\mu_k) \cdot \delta$$

حيث γ عتبة تحدد فيما إذا كان الرمز من الكوكبة يقع على الحدود الخارجية أم لا [13,20].



الشكل 7-2: مبدأ تقنيّة RCF-BD [13]

الفصل الثامن

إنقاص النسبة PAPR بواسطة حجز النغمات

PAPR Reduction by Tone Reservation (TR)

طُرحت عدّة الخوارزميات لإنقاص النسبة PAPR في إشارة الحوامل المتعددة، ولكن أياً من هذه الخوارزميات لم تكن قادرة على إنقاص النسبة PAPR بفعالية عالية مع تعقيد منخفض، دون زيادة تحميل المعطيات بمعلومات جانبية ودون انخفاض في الأداء.

تُعدّ خوارزمية حجز النغمات TR إحدى الخوارزميات التي تقدم إنقاصاً جيداً في النسبة PAPR للإشارة متعددة الحوامل بتعقيد منخفض ودون أية معلومات جانبية مقابل انخفاض بسيط في معدل نقل المعطيات.

تقوم الفكرة الأساسية للخوارزمية TR على حجز مجموعة صغيرة من النغمات (الحوامل الجزئية) لتوليد إشارة في المجال الزمني تضاف للإشارة متعددة الحوامل لإنقاص النسبة PAPR حيث لا يجري تحميل هذه النغمات بأية معطيات. يمكن حساب القيم لهذه النغمات المحجوزة بدقة تامة من أجل الحصول على أقل نسبة PAPR كما أن تقنيات التدرج لهذه الخوارزمية تتقارب بسرعة إلى الحل الأمثل.

تعتمد كمية الإنقاص في النسبة PAPR المحققة باستخدام خوارزمية TR على عدد النغمات المحجوزة، مواقع هذه النغمات ضمن مجموعة النغمات المخصصة للإشارة متعددة الحوامل ودرجة التعقيد المسموح بها.

نقدم في هذا الفصل الأساس النظري لخوارزمية حجز النغمة TR، وطريقة حساب الحل الأمثل لإنقاص النسبة PAPR، وبعض الطرق التكرارية لتخفيض التعقيد في حساب الحل الأمثل.

1.8 صياغة المسألة:

كما رأينا سابقاً يعطي التمثيل الزمني المتقطع لإشارة الزمن المستمر المقطعة بعامل رفع معدل اعتيان L توقعاً دقيقاً للنسبة PAPR سنعتمد هذا التمثيل في الفقرات اللاحقة في هذا الفصل حيث يعطى هذا التمثيل بالشكل المبين بالعلاقة (8.1):

$$x^m[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} \cdot w(n/L) = \text{IDFT}(\sqrt{L}X_L^m) \quad (8.1)$$

ويعطى أيضاً بالتمثيل المصفوفي المبين بالعلاقة (8.2):

$$\begin{bmatrix} x_{0/L}^m \\ \vdots \\ x_{n/L}^m \\ \vdots \\ x_{NL-1/L}^m \end{bmatrix}_{NL \times 1} = Q \begin{bmatrix} X_0^m \\ \vdots \\ X_{N/2-1}^m \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ X_{N/2}^m \\ \vdots \\ X_{N-1}^m \end{bmatrix}_{NL \times 1} \quad (8.2)$$

حيث Q هي مصفوفة تحويل فورييه المتقطع العكسي IDFT ولكن مضروبة بالقيمة $\sqrt{L}$ والمعطاة بالعلاقة (8.3):

$$Q = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{NL}1.1} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{NL}1(NL-1)} \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{NL}2.1} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{NL}2(NL-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{NL}(NL-1)1} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{NL}(NL-1)(NL-1)} \end{bmatrix}_{NL \times NL} \quad (8.3)$$

أو بشكل مختصر $x_L^m = QX_L^m$ حيث عناصر Q هي $q_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi nk/NL}$

بما أن هناك $N(L-1)$ صفراً وسط الشعاع X_L^m ، يمكن تقليص أبعاد المصفوفة Q باختيار $N/2$ عموداً من بدايتها و $N/2$ عموداً من نهايتها لتنتج المصفوفة Q_L ذات الأبعاد $NL \times N$.

يمكن أن نعبر عن العلاقة (8.2) بناءً على ما سبق بالعلاقة (8.4):

$$\mathbf{x}_L^m = \begin{bmatrix} x_{0/L}^m \\ \vdots \\ x_{n/L}^m \\ \vdots \\ x_{NL-1/L}^m \end{bmatrix}_{NL \times 1} = Q_L \begin{bmatrix} X_0^m \\ \vdots \\ X_k^m \\ \vdots \\ X_{N-1}^m \end{bmatrix}_{N \times 1} = Q_L \mathbf{X}^m \quad (8.4)$$

حيث عندما $L = 1$ ، فإن Q_L هي مصفوفة IDFT المربعة النظامية بـ N بعد. سوف نعتمد الرمز

$q_{n,L}^{\text{row}}$ للدلالة على السطر ذو الدليل n من المصفوفة Q_L والمبين بالعلاقة (8.5):

$$q_{n,L}^{\text{row}} = \left[1 \ e^{j\frac{2\pi}{NL}n \cdot 1} \ \dots \ e^{j\frac{2\pi}{NL}n \cdot (\frac{N}{2}-1)} \ e^{j\frac{2\pi}{NL}n \cdot (NL-\frac{N}{2})} \ \dots \ e^{j\frac{2\pi}{NL}n \cdot (NL-1)} \right]_{1 \times N} \quad (8.5)$$

والرمز $q_{k,L}^{\text{col}}$ للدلالة على العمود ذو الدليل k من المصفوفة Q_L كما هو مبين بالعلاقة (8.6):

$$q_{k,L}^{\text{col}} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{NL}1 \cdot k} \\ e^{j\frac{2\pi}{NL}2 \cdot k} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{NL}(NL-1)k} \end{bmatrix}_{NL \times 1} \quad (8.6)$$

يمكن التعبير عن النموذج الجمعي بالشكل المصفوفي المبين بالعلاقة (8.7):

$$\begin{bmatrix} x_{0/L}^m \\ \vdots \\ x_{n/L}^m \\ \vdots \\ x_{NL-1/L}^m \end{bmatrix}_{NL \times 1} + \begin{bmatrix} c_{0/L}^m \\ \vdots \\ c_{n/L}^m \\ \vdots \\ c_{NL-1/L}^m \end{bmatrix}_{NL \times 1} = Q_L \left(\begin{bmatrix} X_0^m \\ \vdots \\ X_k^m \\ \vdots \\ X_{N-1}^m \end{bmatrix}_{N \times 1} + \begin{bmatrix} C_0^m \\ \vdots \\ C_k^m \\ \vdots \\ C_{N-1}^m \end{bmatrix}_{N \times 1} \right) \quad (8.7)$$

أو بشكل مختصر بالعلاقة (8.8):

$$\bar{x}_L^m = x_L^m + c_L^m = Q_L (X^m + C^m) \quad (8.8)$$

2.8 إشارات إنقاص النسبة PAPR في خوارزمية TR:

في خوارزمية حجز النغمات TR، يتفق المرسل والمستقبل على حجز مجموعة من الترددات (النغمات) لغرض توليد إشارة إنقاص النسبة PAPR في الإشارة متعددة الحوامل المرسله بحيث هذه الترددات لا يجري تحميلها بأية معطيات [24,22,20,13.19]. ندعو مجموعة النغمات المحجوزة لإنقاص النسبة PAPR بنغمات إنقاص الذرى (Peak Reduction Tones (PRT).

باشترط أن تنتمي إشارة إنقاص النسبة PAPR إلى الفضاء الجزئي المولد بالنغمات المحجوزة، يمكن فصل شعاع المعطيات X^m عن الشعاع C^m المخصص لإنقاص النسبة PAPR ببساطة بما أنهما يشغلان مجموعتين منفصلتين من الترددات أي أن $X_k^m C_k^m = 0$.

لتكن $\mathcal{R} = \{i_0, \dots, i_{R-1}\}$ مجموعة جزئية مرتبة من مجموعة أدلة النغمات $\mathcal{N} = \{0, \dots, N-1\}$ تحوي أدلة النغمات المحجوزة المرتبة بحيث $0 \leq i_0 < \dots < i_{R-1} \leq N-1$ حيث $R \ll N$ هو عدد النغمات PRT، $\mathcal{R}^c$ مكمل هذه المجموعة أي أن $\mathcal{N} = \mathcal{R} + \mathcal{R}^c$. نعرف الرموز المحملة على النغمات بالعلاقة (8.9):

$$X_k^m + C_k^m = \begin{cases} X_k^m, & k \in \mathcal{R}^c \\ C_k^m, & k \in \mathcal{R} \end{cases} \quad (8.9)$$

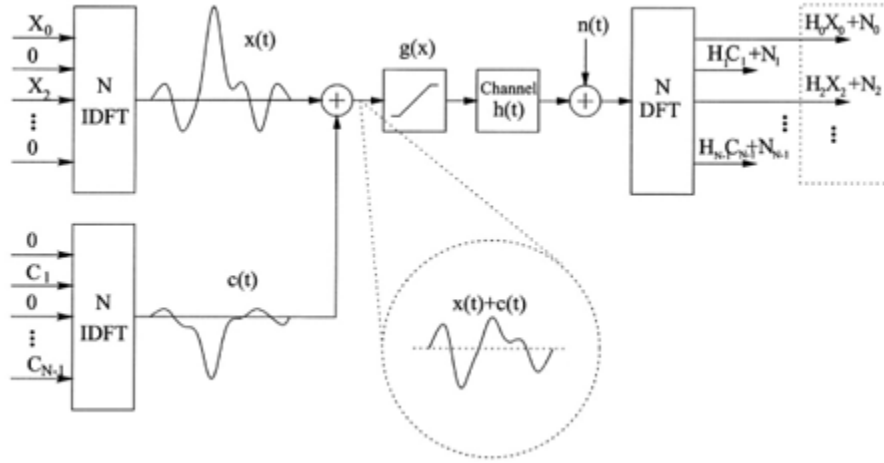
وتكتب علاقة التعديل متعدد الحوامل وفق العلاقة (8.10):

$$x^m[n/L] + c^m[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in \mathcal{R}^c} X_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in \mathcal{R}} C_k^m e^{j2\pi \frac{kn}{NL}} \quad (8.10)$$

بناءً على الخيار السابق لـ X^m و C^m ، عملية كشف التعديل بافتراض أن طول البادئة الدورية أكبر من طول الاستجابة النبضية للقناة تكون بسيطة حيث أنه وبحسب (2.20) يعطى الخرج اعتماداً على بالعلاقة (2.20) بالعلاقة (8.11):

$$H_k(X_k^m + C_k^m) + N_k^m = \begin{cases} H_k X_k^m + N_k^m, & k \in \mathcal{R}^c \\ H_k C_k^m + N_k^m, & k \in \mathcal{R} \end{cases} \quad (8.11)$$

حيث H_k هو تحويل فورييه المتقطع لاستجابة القناة و N_k^m هو تحويل فورييه المتقطع للضجيج. التغير الوحيد في المستقبل أنه فقط يتجاهل الرموز المحملة على النغمات PRT كما هو مبين في الشكل (1-8).



الشكل 8-1: تمثيل بنية خوارزمية TR [13]

باختيار القيم C_k^m غير المعدومة في الشعاع C^m أي ذات الدليل $k \in \mathcal{R}$ ، نحصل على الشعاع $\hat{C}^m$ بطول R أي $\hat{C}^m = [C_{i_0}^m, \dots, C_{i_R}^m]$ وبشكل مماثل نعرّف المصفوفة $\hat{Q}_L$ المكونة من أعمدة المصفوفة Q_L ذات الأدلة $i_r \in \mathcal{R}$ أي $\hat{Q}_L = [q_{i_0,L}^{col}, \dots, q_{i_R,L}^{col}]$ بالعلاقة (8.12):

$$c^m = Q_L C^m = \hat{Q}_L \hat{C}^m \quad (8.12)$$

والعلاقة (8.8) يمكن أن تبسط إلى الصيغة المعطاة بالعلاقة (8.13):

$$\bar{x}_L^m = x_L^m + c_L^m = x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C}^m \quad (8.13)$$

إن R حامل جزئي من الحوامل المتعددة للإشارة منوطة بإنقاص النسبة $PAPR$ ولا تحمل أي معطيات K ومن ثم فإن معدل حجز النغمات (Tone Reservation Rate (TRR) يساوي R/N .

في العديد من التطبيقات العملية، لا تعاني الحوامل الجزئية في نظام متعدد الحوامل نفس نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR حيث تنخفض هذه النسبة في بعض الحوامل بشكل يمنع تحميلها بأيّة معطيات. يمكن حجز هذه الحوامل لإنقاص النسبة $PAPR$ دون أي فقد في معدل نقل المعطيات [26,25].

3.8 إشارة إنقاص النسبة PAPR الأمثلية في خوارزمية TR:

تُعرف النسبة PAPR للرمز ذو الدليل m من الإشارة x_L^m بالشكل المعطى بالعلاقة (8.14):

$$\text{PAPR}\{x_L^m\} = \frac{\|x_L^m\|_\infty^2}{E\{|x_L^m[n/L]|^2\}} \quad (8.14)$$

حيث $\|a\|_\infty = \max|a|$. تُعرف هذه النسبة للإشارة بعد إضافة إشارة إنقاص النسبة PAPR بالعلاقة (8.15):

$$\text{PAPR}\{x_L^m + c_L^m\} = \frac{\|x_L^m + c_L^m\|_\infty^2}{E\{|x_L^m[n/L]|^2\}} \quad (8.15)$$

نلاحظ أن طاقة الإشارة المضافة $c^m[n/L]$ غير متضمنة في مقام العلاقة (8.15)، وذلك لتجنب الإنقاص الوهمي في النسبة PAPR الذي يمكن أن ينشأ عن ازدياد الاستطاعة المتوسطة في الإشارة المركبة مما يعني أن الإنقاص في النسبة PAPR يجب أن يجري فقط بواسطة تخفيض الذرى في الإشارة [15,12]

وبما أن المقام في العلاقة (8.15) غير تابع لإشارة إنقاص النسبة PAPR المضافة، فإن أمثلة هذه الإشارة تتطلب إيجاد $c^{m,\text{opt}}$ أو بشكل مكافئ $C^{m,\text{opt}}$ ، الذي يجعل القيمة العظمى للإشارة المركبة $x_L^m + c_L^m$ في مستواها الأصغري حيث تصاغ المسألة وفق العلاقة (8.16) :

$$\min_{c_L} \|x_L^m + c_L\|_\infty = \min_{\hat{C}} \|x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C}\|_\infty \quad (8.16)$$

وهكذا فإن مسألة الوصول للأمثلية هي مسألة محدبة Convex Problem في شعاع المتحولات $\hat{C} = [C_{i_0}, \dots, C_{i_{R-1}}]^T$ [13,9] وتكافئ الصيغة المعطاة بالعلاقة (8.17):

$$\begin{aligned} & \min_{\hat{C}} \quad E \\ & \text{subject to:} \quad \|x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C}\|_\infty^2 \leq E \end{aligned} \quad (8.17)$$

حيث E هي الاستطاعة العظمى المتاحة في النظام. وبفرض $\hat{q}_{n,L}^{\text{row}}$ هو السطر ذو الدليل n من المصفوفة $\hat{Q}_L$ تكتب مسألة الأمثلة السابقة وفق العلاقة (8.18):

$$\begin{aligned}
& \min_{\hat{C}} \quad E \\
\text{Subject to :} \quad & |x_{0/L}^m + \hat{q}_{0,L}^{\text{row}} \hat{C}|^2 \leq E \\
& |x_{1/L}^m + \hat{q}_{1,L}^{\text{row}} \hat{C}|^2 \leq E \\
& \vdots \\
& |x_{(N-1)/L}^m + \hat{q}_{NL-1,L}^{\text{row}} \hat{C}|^2 \leq E
\end{aligned} \tag{8.18}$$

أو وفق العلاقة (8.19):

$$\begin{aligned}
& \min_{\hat{C}} \quad E \\
\text{subject to:} \quad & (x_{0/L}^m + \hat{q}_{0,L}^{\text{row}} \hat{C})(x_{0/L}^m + \hat{q}_{0,L}^{\text{row}} \hat{C})^* \leq E \\
& (x_{1/L}^m + \hat{q}_{1,L}^{\text{row}} \hat{C})(x_{1/L}^m + \hat{q}_{1,L}^{\text{row}} \hat{C})^* \leq E \\
& \vdots \\
& (x_{(N-1)/L}^m + \hat{q}_{NL-1,L}^{\text{row}} \hat{C})(x_{(N-1)/L}^m + \hat{q}_{NL-1,L}^{\text{row}} \hat{C})^* \leq E
\end{aligned} \tag{8.19}$$

مسألة الأمثلة السابقة هي مسألة محدبة ويمكن حلها بدقة لإيجاد $\hat{C}^{op}$ [27,13]، حيث تُعدّ حالة خاصة من حالات Quadratically Constrained Quadratic Program (QCQP).

إن إضافة $c_L^{m,opt}$ إلى x_L^m تقود إلى خفض النسبة PAPR ولكن في الوقت ذاته تقود إلى زيادة الاستطاعة المتوسطة للإشارة المرسلّة. نسبة زيادة هذه الاستطاعة تعطى بالعلاقة (8.20):

$$\Delta E = 10 \log_{10} \frac{E\{\|x_L^m + c_L^m\|_2^2\}}{E\{\|x_L^m\|_2^2\}} \text{ [dB]} \tag{8.20}$$

في خوارزمية TR تكون x_L^m و c_L^m متعامدتان ومن ثم تكون العلاقة (8.21) محققة:

$$E\{\|x_L^m + c_L^m\|_2^2\} = E\{\|x_L^m\|_2^2\} + E\{\|c_L^m\|_2^2\} \tag{8.21}$$

ومن ثم فإن الزيادة النسبية في الاستطاعة المتوسطة تعطى بالعلاقة (8.22):

$$\Delta E = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{E\{\|c_L^m\|_2^2\}}{E\{\|x_L^m\|_2^2\}} \right) \text{ [dB]} \tag{8.22}$$

إن هذه الزيادة تكون صغيرة في معظم الأحيان، حيث لا تتجاوز 1 dB في نظام متعدد الحوامل بـ 512 حامل جزئي من أجل $R/N = 5\%$ و 0.5 dB من أجل $R/N = 20\%$ [27].

4.8 خوارزمية تدريجية لإنقاص PAPR:

في الفقرة (3.8)، قمنا بإيجاد إشارة إنقاص PAPR الأمثلية التي تحقق أعلى تخفيض في النسبة PAPR لخوارزمية حجز النغمات TR، حيث أن إيجاد هذا الحل يتطلب حل مسألة (8.19)، وهذا مكلف حسابياً وغير مناسب للتطبيق في نظم الزمن الحقيقي. نقدم في هذه الفقرة خوارزمية تكرارية لحساب إشارة إنقاص النسبة PAPR اعتماداً على تدرج متوسط مربع الخطأ Mean Square Error (MSE) لتابع التشوه اللاخطي في المرسل.

نعرف نسبة Signal to Distortion Power Ratio (SDR) استطاعة الإشارة إلى استطاعة إشارة التشويه الناتجة عن مرور الإشارة في مكون لاخطي منمذج بتابع تشويه لاخطي $g(\cdot)$ المعطى بالعلاقة (8.23):

$$SDR = \frac{\|x_L^m\|_2^2}{\|x_L^m - g(x_L^m)\|_2^2} \quad (8.23)$$

وحيث يُعطى $\|x_L^m - g(x_L^m)\|_2^2$ بالعلاقة (8.24):

$$\|x_L^m - g(x_L^m)\|_2^2 = \sum_{n=0}^{NL-1} (x[n/L] - g[n/L])^2 \quad (8.24)$$

بإضافة إشارة إنقاص النسبة PAPR إلى الرمز المرسل نحصل على العلاقة (8.25):

$$SDR = \frac{\|x_L^m\|_2^2}{\|x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C} - g(x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C})\|_2^2} \quad (8.25)$$

سنعتمد المحدد المعتدل (اللين) (SL) Soft Limiter [2] بعتبة تساوي A كنموذج للاخطية عديمة الذاكرة في النظام حيث أن معظم أشكال اللاخطية يمكن إرجاعها إلى النموذج SL. من أجل هذا

النموذج، من الشائع استخدام المصطلح نسبة الإشارة إلى استطاعة ضجيج القص Signal to Clipping noise (SCR) power Ratio للدلالة على النسبة SDR المعرفة أعلاه.

تسهم زيادة النسبة SCR للإشارة المرسل في تقليل أثر التشوهات اللاخطية، ومن ثم فإن جعل هذه النسبة أعظمية هو طريق آخر لإنقاص النسبة PAPR. بما أن البسط في العلاقة (8.25) ثابت فإن جعل النسبة SDR أعظمية يكافئ إيجاد الحد الأدنى المعطى بالعلاقة (8.26):

$$\min_{\hat{C}} \|x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C} - g(x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C})\|_2^2 \quad (8.26)$$

بأخذ تدرج العلاقة (8.26) بالنسبة للشعاع $\hat{C}^m$ [2] نحصل على العلاقة (8.27):

$$\begin{aligned} \nabla_{\hat{C}} \|x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C} - g(x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C})\|_2^2 \\ = 2 \sum_{|x_n^m + c_n| > A} (x_n^m + c_n - A e^{j \arg(x_n^m + c_n)}) (\hat{q}_{n,L}^{\text{row}})^* \end{aligned} \quad (8.27)$$

حيث أسقط رمز عامل رفع معدل الاعتيان من $x_{n,L}^m$ و $c_{n,L}$ لتبسيط الترميز. بوضع الحالة الابتدائية $\hat{C}^{m(0)} = 0_R$ و $\hat{C}^{m(0)} = 0_{NL}$ حيث الرمز 0_M يمثل شعاع عمود من M صفراً، يمكن صياغة الخوارزمية التكرارية لتحديث شعاع إنقاص النسبة PAPR بالعلاقة (8.28):

$$\hat{C}^{m(i+1)} = \hat{C}^{m(i)} - \frac{\mu}{2} \nabla_{\hat{C}} \|x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C}^{m(i)} - g(x_L^m + \hat{Q}_L \hat{C}^{m(i)})\|_2^2 \quad (8.28)$$

أو بالشكل المكافئ المعطى بالعلاقة (8.29):

$$\hat{C}^{m(i+1)} = \hat{C}^{m(i)} - \mu \sum_{|x_n^m + c_n^{m(i)}| > A} (x_n^m + c_n^{m(i)} - A e^{j \arg(x_n^m + c_n^{m(i)})}) (\hat{q}_{n,L}^{\text{row}})^* \quad (8.29)$$

حيث $\mu \leq 1$ هو معامل التدرج. المعادلة السابقة تتطلب حساب كلا شعاعي إنقاص النسبة PAPR الزمني $\hat{C}^{m(i)}$ والتردد $\hat{C}^{m(i)}$. لذلك وبضرب كلا طرفي المعادلة (8.29) بالمصفوفة $\hat{Q}_L$ نحصل على العلاقة (8.30):

$$\hat{c}^{m(i+1)} = \hat{c}^{m(i)} - \mu \sum_{|x_n^m + c_n^{m(i)}| > A} \left(x_n^m + c_n^{m(i)} - A e^{j \arg(x_n^m + c_n^{m(i)})} \right) \hat{Q}_L(\hat{q}_{n,L}^{\text{row}})^* \quad (8.30)$$

تظهر العلاقة (8.30) أننا لسنا بحاجة لحساب الشعاع الترددي $\hat{C}^{m(i+1)}$ ولا إلى تحويل فورييه المتقطع لحساب الشعاع الزمني $\hat{c}^{m(i+1)}$. مع التحديث التكراري، تعرف الخوارزمية التكرارية لإنقاص النسبة PAPR بالعلاقة (8.31):

$$\bar{x}_L^{m(i+1)} = \bar{x}_L^{m(i)} - \mu \sum_{|\bar{x}_n^{m(i)}| > A} \underbrace{\left(\bar{x}_L^{m(i)} - A e^{j \arg(\bar{x}_L^{m(i)})} \right)}_{\alpha_n^{m(i)}} \underbrace{\hat{Q}_L(\hat{q}_{n,L}^{\text{row}})^*}_{p_n^{\|2}} \quad (8.31)$$

حيث $\bar{x}_L^{m(i)} = x_L^m + c^{m(i)}$.

تكتب خوارزمية حجز النغمات TR التكرارية المعتمدة على غراديان SCR بالشكل المعطى بالعلاقة (8.32):

$$\bar{x}_L^{m(i+1)} = \bar{x}_L^{m(i)} - \mu \sum_{|\bar{x}_n^{m(i)}| > A} \alpha_n^{m(i)} p_n^{\|2} \quad (8.32)$$

بما أن الشرط $|\bar{x}_L^{m(i)}| > A$ يمكن أن يتحقق عند أي عينة من عينات الإشارة متعددة الحوامل، يجب على المرسل حساب وتخزين كافة النوى kernels الممكنة $p_n^{\|2}$ من أجل $n = 0, \dots, NL - 1$ لحسن الحظ تحقق هذه النوى خاصية إزاحة حلقة تنتج عن خاصية الإزاحة الحلقية لتحويل فورييه المتقطع [15,13] المعبر عنها بالعلاقين (8.33) و (8.34)

$$p_{n_i}^{\|2} = p_0^{\|2} [(n - n_i)_{NL}/L] \quad (8.33)$$

$$p_{n_i}^{\|2} = [p[n_i/L], \dots, p[(NL - 1)/L], p[0/L], \dots, p[(n_i - 1)/L]]^T \quad (8.34)$$

وبذلك يمكن فقط حساب النواة $p_0^{\|2}$ ، وعندئذٍ يمكن إزاحة هذه النواة حلقياً بمقدار n_i عينة للحصول على النواة $p_{n_i}^{\|2}$.

فيما يأتي التوصيف الكامل لخوارزمية SCR التكرارية :

أولاً مرحلة تهيئة النظام: تنفذ الخطوات في هذه المرحلة مرة واحدة فقط، والمعاملات الناتجة يمكن أن ترمج وتخزن داخل عتاد المرسل. يمكن لهذه العمليات أن تجري خارج الخط off-line في الحالة العامة ومن أجل أي قناة اتصال، أو يمكن أمثلة هذه المعاملات بناءً على بيئة الاتصال، وعندئذٍ يمكن أن تجري هذه العمليات في مرحلة تدريب training النظام. الخطوات اللازمة في هذه المرحلة هي:

1. اختيار النسبة PAPR الهدف أو بشكل مكافئ، تحديد العتبة المرغوبة A.
 2. اختيار مجموعة النغمات المحجوزة $\mathcal{R}$. يجب أن يكون المستقبل على دراية بالمجموعة المختارة والتي لا تحمل أي معلومات. هذه الخطوة مهمة جداً حيث يعتمد تقارب الخوارزمية على مواقع النغمات المحجوزة. سنناقش في الفقرة (2.5.8) طرق اختيار أماكن النغمات المحجوزة.
 3. حساب وتخزين النواة $p||^2$ المتعلقة بالمجموعة $\mathcal{R}$.
- ثانياً مرحلة العمل: تطبق هذه الخوارزمية على كل رمز من رموز الإشارة متعددة الحوامل الذي تتعدى إحدى عيناته أو أكثر العتبة المحددة في مرحلة التهيئة. من أجل الرمز ذو الدليل m:

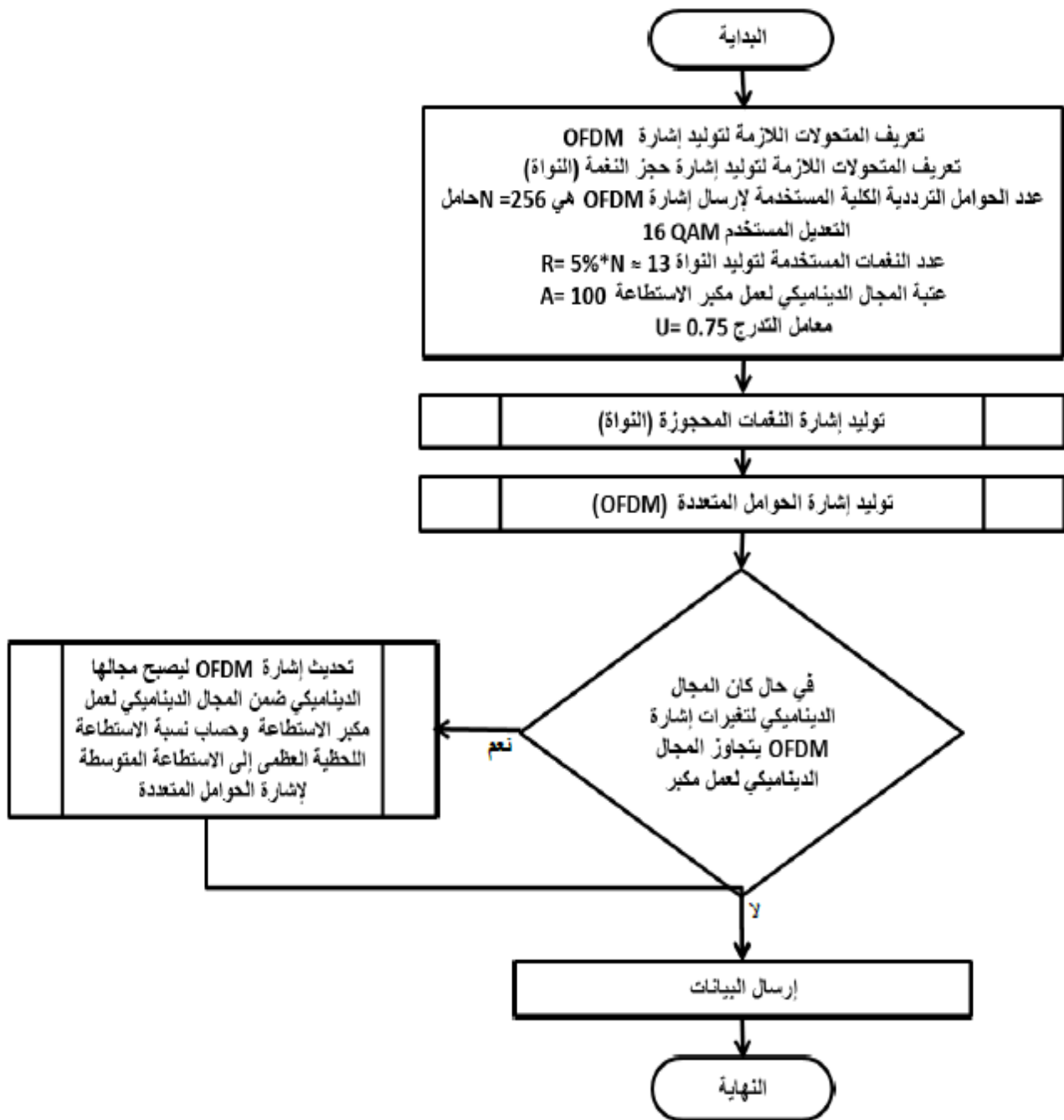
1. الشرط البدائي: $\bar{x}_L^{m(0)} = x_L^m$.
2. إيجاد عينات الإشارة متعددة الحوامل التي تتعدى العتبة المحدد
3. $|\bar{x}_L^{m(i)}| > A$ ، أي أماكن الذرى العالية. إذا كانت جميع عينات الإشارة تحت العتبة المحددة، اقفز إلى الخطوة رقم 5.
4. تحديث $\bar{x}_L^{m(i)}$ وفق العلاقة (8.35)

$$\bar{x}_L^{m(i+1)} = \bar{x}_L^{m(i)} + \mu \sum_{|\bar{x}_{n_i}^{m(i)}| > A} \alpha_{n_i}^{m(i)} p||^2 [(n - n_i)_{NL}/L] \quad (8.35)$$

5. زيادة معامل التكرار, $I = I + 1$. إذا كان I أصغر من عدد التكرارات الأعظمي المسموح, اقفز إلى الخطوة رقم 2.

6. إرسال $\bar{X}_L^{m(i)}$

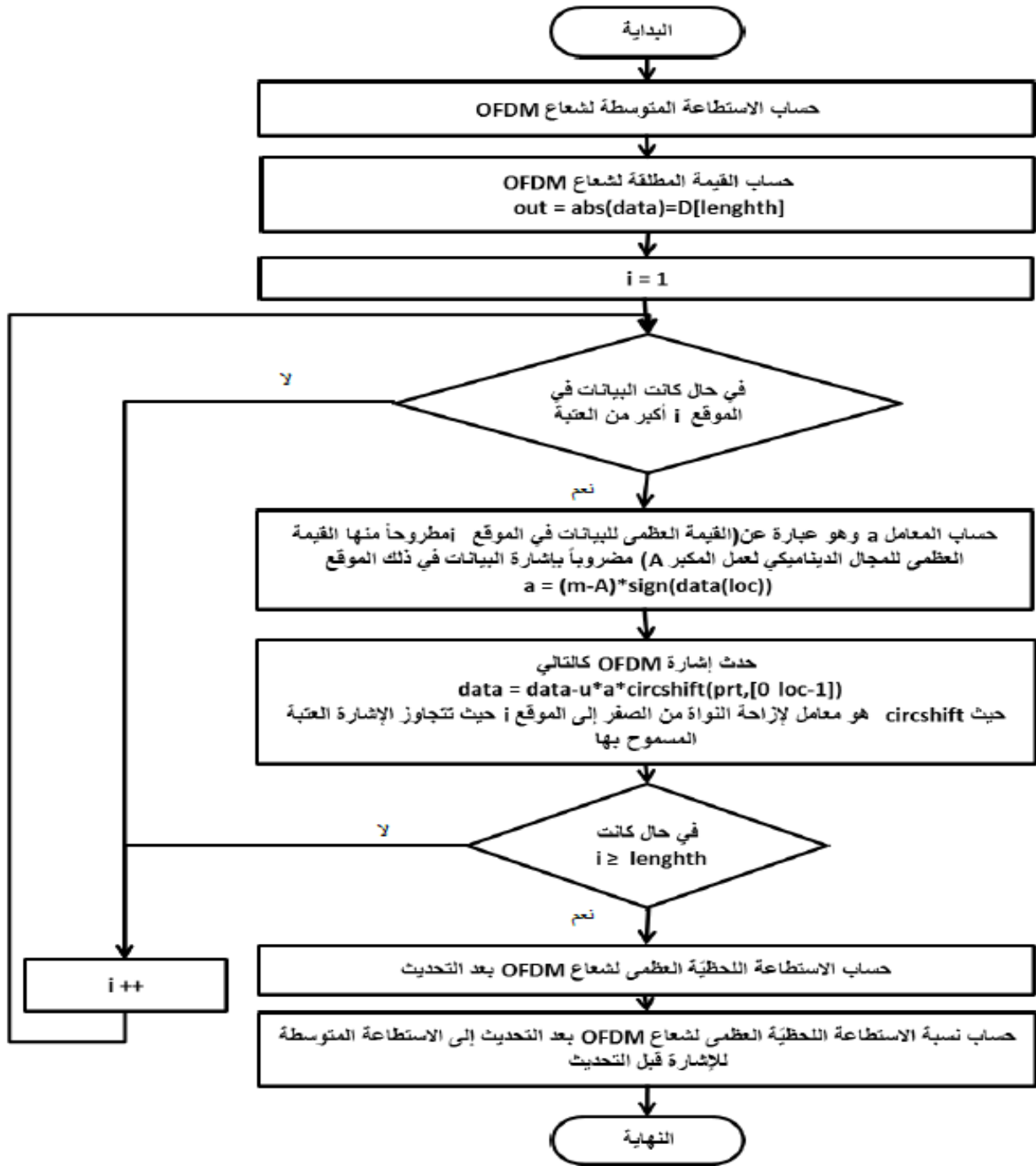
- المخطط التدفقي لخوارزمية حقن النغمة:



- المخطط التدفقي لتوليد إشارة الحوامل المتعددة OFDM:

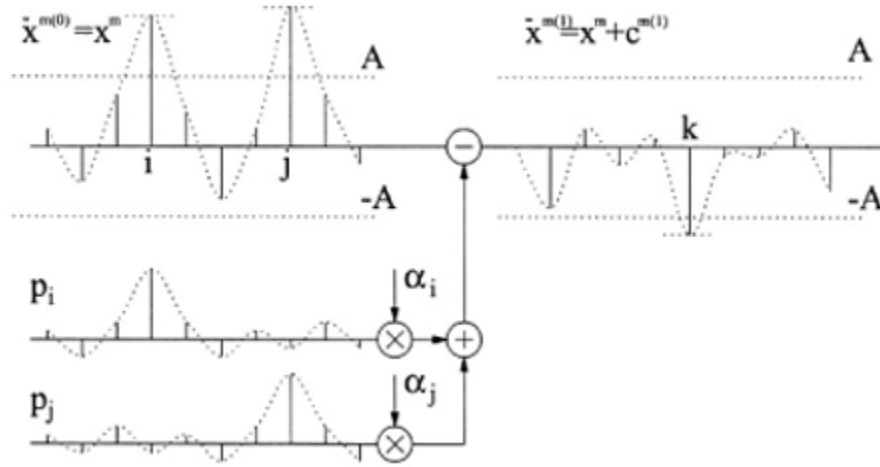


- المخطط التدفقي لتحديث إشارة الحوامل المتعددة عند تجاوزها العتبة:



يُمثل الشكل (2-8) الخوارزمية التكرارية SCR في أول تكرار لها حيث نلاحظ إمكانية ظهور ذُرى جديدة في الإشارة نتيجة تراكب إشارات إنقاص النسبة PAPR، لذلك فإن الاختيار الجيد لنواة هذه الخوارزمية وإجراء عدد من التكرارات مطلوب للحصول على الأداء الجيد.

من أجل كل تكرار في هذه الخوارزمية نحتاج إلى NL عملية مقارنة $O(NL)$ عملية ضرب و $O(NL)$ عملية جمع. يمكن تخفيض تعقيد هذه الخوارزمية بالبحث فقط عن أعلى ذروة في الإشارة (أي أعلى قيمة لـ $|\bar{x}_{n_i}^{m(i)}|$) أو أعلى $M \ll NL$ ذروة وتحديث الإشارة بناءً على هذه القيم [15,2] إن نتائج محاكاة هذه الخوارزمية باستخدام برنامج الماتلاب موضحة بشكل مفصل في الفصل التاسع.



الشكل 8- 2: تمثيل خوارزمية SCR التكرارية [13]

5.8 تصميم نواة الخوارزمية TR:

يجب حساب إشارات إنقاص النسبة PAPR $c_L^{m(i)}$ من أجل كل رمز مرسل x_L^m تتجاوز إحدى عيناته أو أكثر العتبة المحددة للنظام. لحسن الحظ، تكون مجموعة الأدلة $\mathcal{R}$ للنغمات المحجوزة PRT والنواة p ثابتة من أجل كافة التكرارات للخوارزمية ومن أجل كافة الرموز، ولذلك فإن المزيد من الجهد يجب أن يبذل لأمتثلة اختيار هذه النواة.

يعتمد أداء خوارزمية TR بشكل كبير على خواص النواة المختارة حيث يثبت أن اختيار المجموعة $\mathcal{R}$ بحيث تضم النغمات ذات الأدلة الفردية مثلاً مع معدل اعتيان $L = 1$ لا يمكن أن يقود إلى أي تحسين في النسبة PAPR للإشارة المرسله حيث أن إلغاء ذروة يؤدي إلى ظهور أخرى مماثلة [2].

يمكن ملاحظة أثر اختيار نواة إنقاص النسبة PAPR من الشكل (8-2) حيث نلاحظ أنه ومن خلال أول تكرار، أمكن إلغاء الذرى في المواقع j, i للرمز الوارد $\bar{x}^{m(0)}$ ، ولكن ذروة جديدة ظهرت في الموقع k للرمز الناتج $\bar{x}^{m(1)}$ نتيجة الحزم الجانبية للنواة. إن تخفيض الحزم الجانبية للنواة هو المعيار الذي نعتد عليه لأمتلة مواقع النغمات المحجوزة PRT.

1.5.8 حساب نواة إنقاص النسبة PAPR:

من أجل حالة $L = 1$ ، للحصول على الأداء الأمثل يجب أن تكون النواة p عبارة عن نبضة في المجال الزمني المتقطع أي $e_0 = \underbrace{[1 \ 0 \ \dots \ 0]}_N^T = e_0$. في هذه الحالة، تلغي الخوارزمية الذرى دون ظهور لأي ذرى جانبية في مواقع أخرى. تكمن المشكلة في هذا الخيار في أن P ، وهو تحويل فورييه المتقطع لـ p ، يحوي $R = N$ قيمة غير معدومة، ومن ثم فإنه لا يتبقى نغمات لحمل المعطيات. يجب أن تصمم النواة لتكون قريبة قدر الإمكان من e_0 وتحوي $R \ll N$ قيمة غير معدومة في مجالها الطيفي.

يمكن اختيار عدداً من النوى اعتماداً على تابع قياس قرب p من e_0 أو المسافة $d(p, e_0)$ بينهما. وباختيار التنظيم الثاني $\|\cdot\|_2$ ، كتابع لقياس المسافة $d(p, e_0)$ ، نحصل على حل بمتوسط مربع الخطأ MSE.

بأخذ $\hat{P}$ هي القيم غير المعدومة في P أي $\hat{P} = [P_{i_0} \dots P_{i_R}]^T$ نختار $\hat{P} = \hat{Q}_L^T p$ وفق العلاقة (8.36):

$$\hat{P}^{||2,b} = \min_{\hat{P}} \|\hat{Q}_L \hat{P} - e_0\|_2 \quad (8.36)$$

حيث نواة المجال الزمني تعطى بالعلاقة (8.37):

$$\hat{p}^{||2,b} = \hat{Q}_L \hat{P}^{||2,b} \quad (8.37)$$

الحل للمسألة السابقة يعطى بالشكل المبين بالعلاقة (8.38):

$$\hat{p}^{||2,b} = (\hat{Q}_L^* \hat{Q}_L)^{-1} \hat{Q}_L^* e_0 = \frac{1}{L} \hat{Q}_L^* e_0 = \frac{1}{L\sqrt{N}} 1_R \quad (8.38)$$

ومن ثم فإن النواة تعطى بالعلاقة (8.39):

$$\hat{p}^{||2} = \frac{1}{L\sqrt{N}} \hat{Q}_L 1_R \quad (8.39)$$

حيث 1_R هو عمود من R قيمة تساوي 1. النواة في العلاقة (8.34) لها القيمة $p_0 = \frac{R}{LN}$ ، ومن ثم فإن الشرط $p_0 = 1$ نحصل عليه بتقييس النواة بالمعامل $\frac{NL}{R}$ كما هو معطى بالعلاقة (8.40):

$$\hat{p}^{||2} = \frac{\sqrt{N}}{R} \hat{Q}_L 1_R \quad (8.40)$$

وبما أن $\hat{Q}_L$ هي مصفوفة جزئية من مصفوفة تحويل فورييه المتقطع العكسي IDFT بـ NL نقطة مقيسة بـ $\sqrt{L}$ ، فإنه يمكن حساب النواة بواسطة تحويل فورييه السريع العكسي IFFT بـ NL نقطة مع وضع القيمة 1 للنغمات المحجوزة PRT وتقييس النتيجة.

كما هو واضح في العلاقات (8.31) إلى (8.36) تعتمد النواة فقط على المجموعة $\mathcal{R}$ أي أماكن النغمات PRT. لذلك، النواة تحتاج إلى إعادة حساب فقط في حال تغيير مواقع النغمات PRT وإذا كانت مواقع هذه النغمات معروفة مسبقاً، نستطيع حساب النواة مسبقاً دون الحاجة لمعرفة ظروف الاتصال. عموماً، يمكن أن يجري حساب النواة بسهولة وسرعة خلال مرحلة تهيئة النظام كما يمكن أمثلتها من أجل قناة اتصال معينة في مرسل يراعي شروط القناة.

2.5.8 اختيار مواقع النغمات المحجوزة:

بالنظر إلى التحليل الوارد أعلاه، فإن الخيار الطبيعي لمجموعة أدلة النغمات المحجوزة R هو الذي نحصل بموجبه على أدنى حزم جانبية ممكنة في النواة $\hat{p}^{||2}$ أي الذي يحقق العلاقة (8.41):

$$\mathcal{R}^{\infty, \text{opt}} = \min_{\{i_0 \dots i_R\}} \|[p_L \dots p_{(N-1)L}]\|_{\infty} \quad (8.41)$$

إن أمثلة $\hat{p}||^2$ على كافة الخيارات الممكنة للمجموعة $\mathcal{R}$ هي مسألة صعبة وغير قابلة للحل من أجل قيم N العملية، نظراً للعدد الكبير للإحتمالات الممكنة. ولكن يمكن الحصول على نتائج جيدة بواسطة اختيار عدد من المجموعات $\mathcal{R}^1, \dots, \mathcal{R}^M$ واختيار الأفضل بينها $\mathcal{R}^*$ [13,12]

إن العملية السابقة هي حل جيد في حال كانت جميع الحوامل تعدل من الكوكبة ذاتها (تحمّل العدد نفسه من البتات) وتعاني نفس الظروف من حيث نسبة الإشارة للضجيج في كل قناة.

يجري اختيار المجموعة PRT في ظل ظروف مغايرة على أساس الحوامل التي تعطي الهبوط الأقل في معدل نقل المعطيات. على سبيل المثال، تعاني بعض النغمات في بيئة التطبيق العملي من نسبة إشارة إلى الضجيج منخفضة لا تسمح بتبادل المعطيات على هذه النغمة. إنّ إضافة هذه النغمات إلى المجموعة $\mathcal{R}$ هو أمر منطقي ويسمح بالحصول على إنقاص جيد في النسبة PAPR دون ضياع في معدل نقل المعطيات.

3.5.8 طريقة حساب مواقع PRT والنواة الموافقة:

توضح الخوارزمية الآتية خطوات حساب النواة:

1. نختار R موقعاً عشوائياً منفصلاً من مجموعة أدلة النغمات $\{0, \dots, N-1\}$ وندعو

مجموعة الأدلة المختارة $\mathcal{R} = \{i_0, \dots, i_R\}$. يمكن اختيار بعض النغمات التي لا تصلح

لنقل المعطيات لكي تكون مضمّنة سلفاً في المجموعة $\mathcal{R}$ واختيار باقي النغمات عشوائياً.

2. نجعل $P[k] = \sqrt{N}/R$ من أجل $k \in \mathcal{R}$ ، و $P[k] = 0$ من أجل $k \in \mathcal{R}^c$.

3. نحسب $p[n/L] = \text{IFFT}(\sqrt{L}P[k])$. القيمة العظمى ستكون $p[0]$.

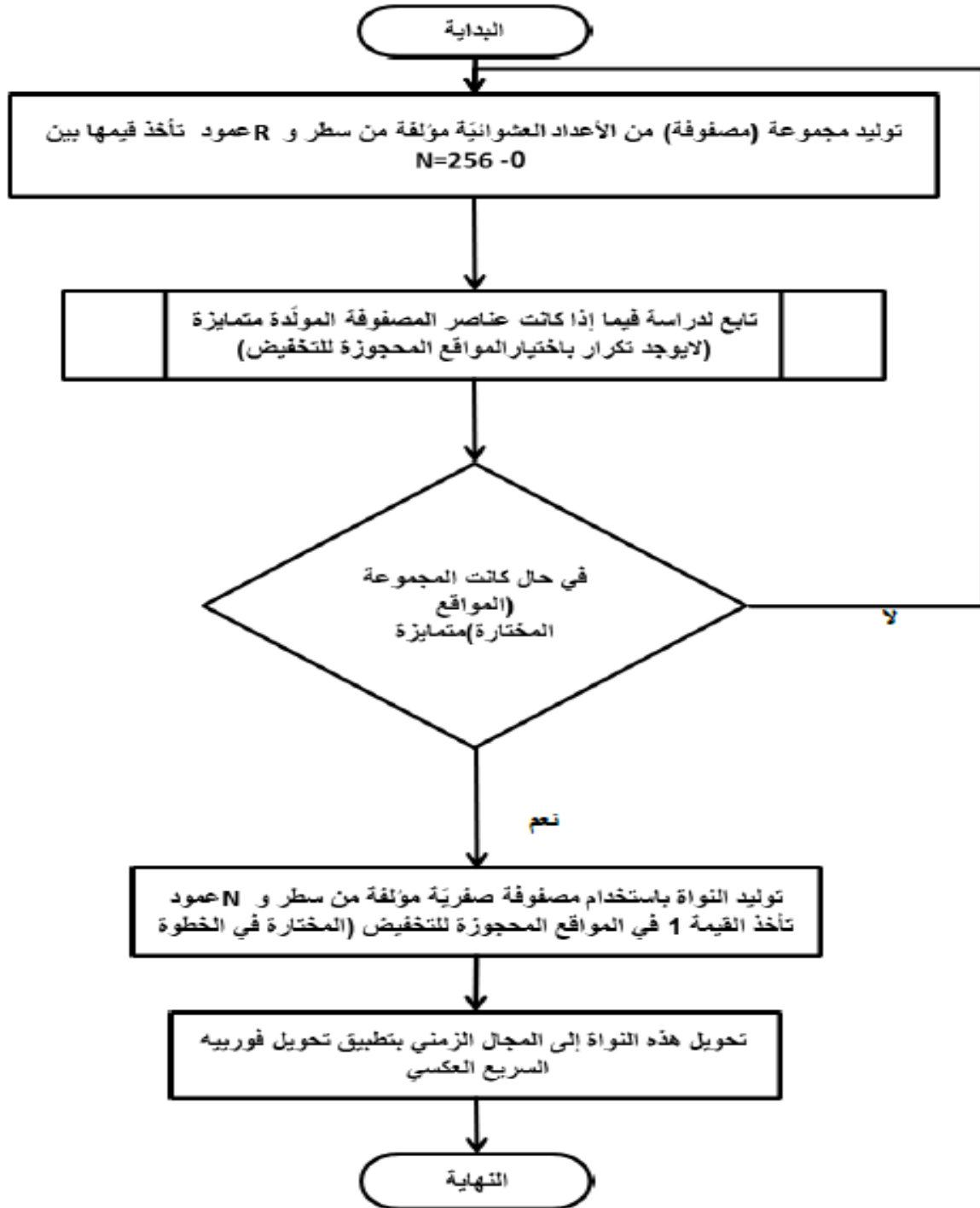
4. نحسب ثاني أعلى ذروة في الشعاع $p[n/L]$.

5. نزيد معامل التكرار، $I = I + 1$ ، في حال $I < M$ ، نعود إلى الخطوة رقم 1.

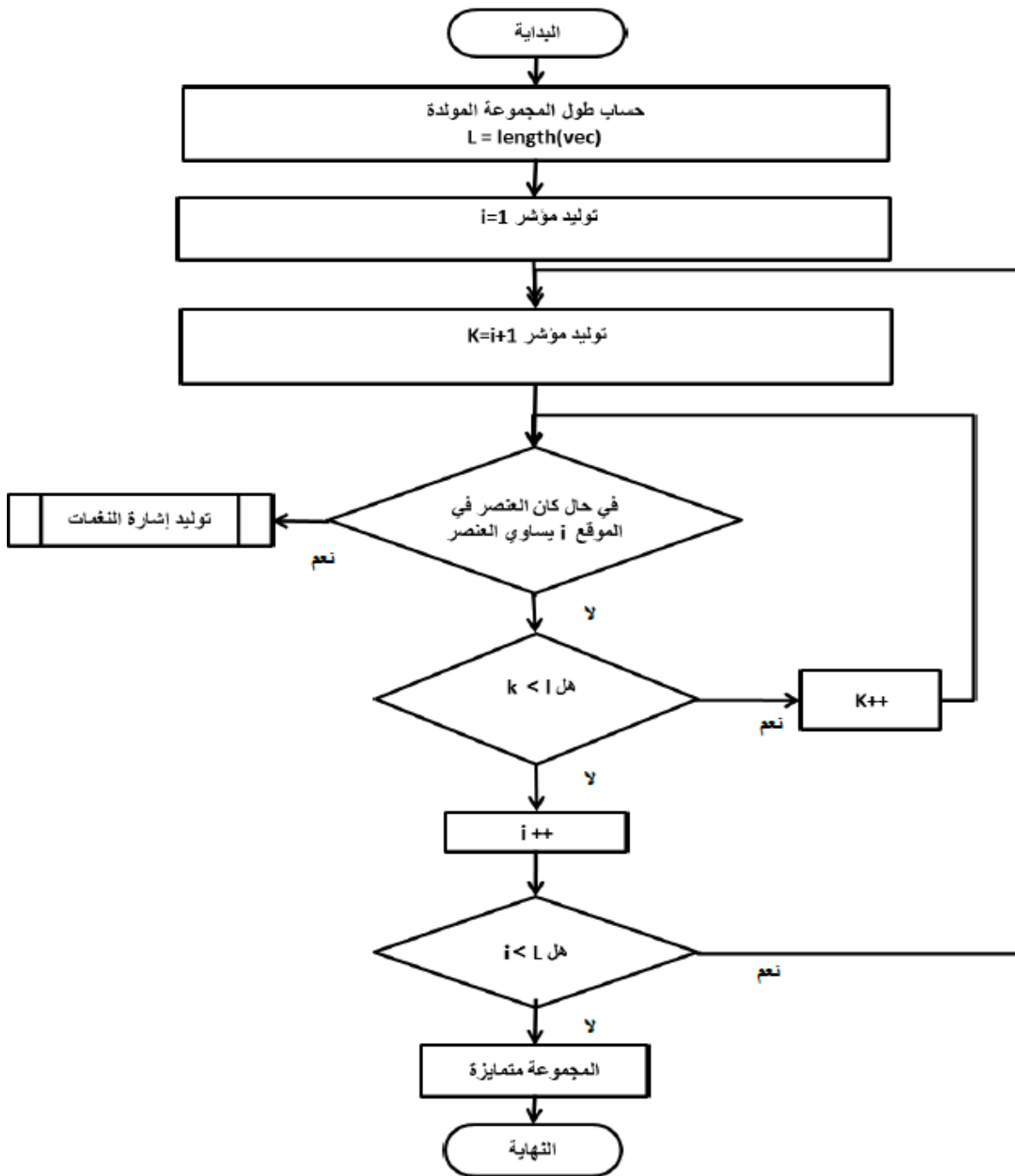
6. نختار المجموعة $\mathcal{R}^*$ التي تعطي أخفض ذروة ثانوية.

- المخطط التدفقي لحساب مواقع PRT والنواة الموافقة:

- المخطط التدفقي لدراسة فيما لو كانت مجموعة المواقع المُختارة للنواة متمايزة أم لا:



- المخطط التدفقي لتوليد النواة:



الفصل التاسع

نتائج المحاكاة

Simulation Results

استخدمنا لتنفيذ المحاكاة برمجية ماتلاب MATLAB، وذلك من أجل التعرف بداية على خواص إشارة التجميع باقتسام التردد المتعامد OFDM، ومن ثم الحصول على توابع التوزيع التراكمية المكملية CCDF للنسبة PAPR فتطبيق خوارزمية حجز النغمات TR، ودراسة النتائج ومقارنتها مع الدراسة النظرية.

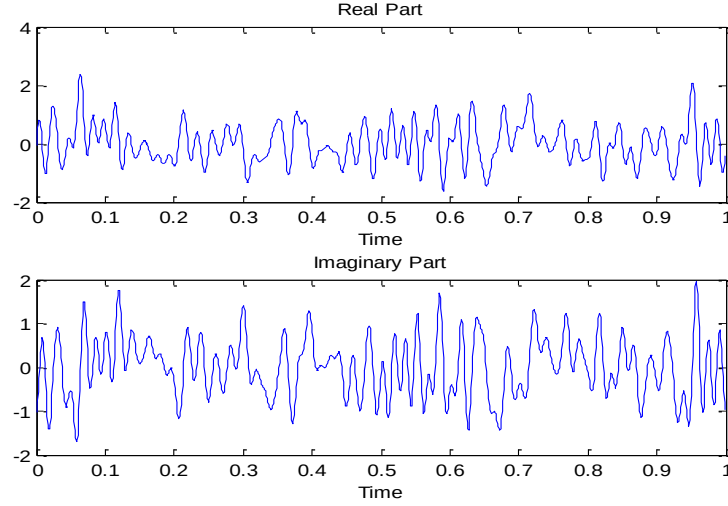
كانت محاكاة أداء الخوارزمية TR مكلفة زمنياً نظراً للعدد الكبير من العمليات الواجب تنفيذها على رمز OFDM على الرغم من استخدامنا لخوارزمية SCR التكرارية، وذلك من أجل عدد رموز OFDM يتجاوز 10^5 وخاصة عند رفع معدل الإعتيان L .

في جميع النتائج التي ستأتي لاحقاً، اعتمدنا نظام OFDM بالمواصفات التالية ما لم يذكر خلاف ذلك صراحةً خلال عرض النتائج:

1. تعديل 16QAM باستطاعة متوسطة تساوي 1.
2. 256 حامل جزئي.
3. زمن رمز فعلي يساوي $T_{\text{sym}} = 1 \text{ sec}$.
4. أجريت الاختبارات على بادئة دورية تساوي 0 sec نظراً لأن البادئة الدورية المضافة لا تؤثر على النسبة PAPR كما ذكرنا في التحليل النظري.

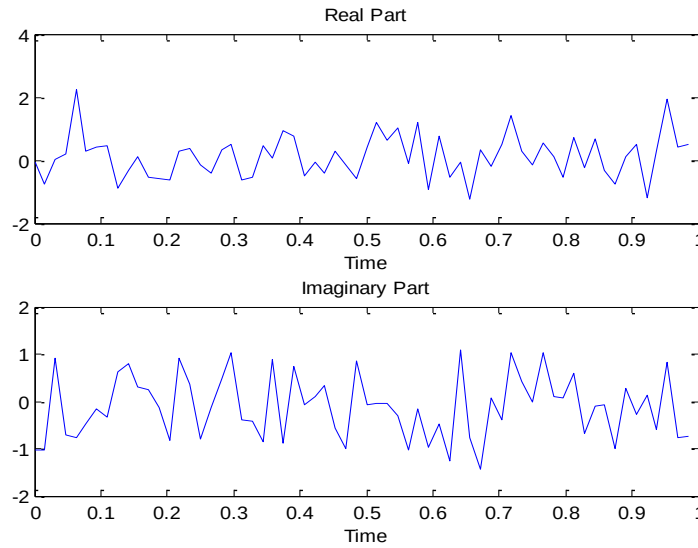
1.9 إشارات OFDM:

إشارة رمز OFDM دون البادئة الدورية من أجل 64 حامل جزئي موضحة في الأشكال من (1-9) إلى (5-9)



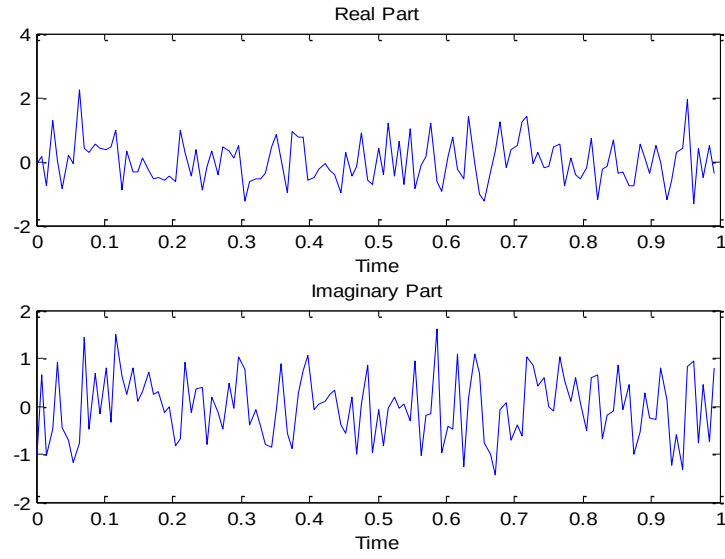
الشكل 9-1: إشارة رمز OFDM

يبيّن الشكل (9-2) إشارة الرمز بعد أخذ عيّات بمعدّل نايكويست Nyquist:



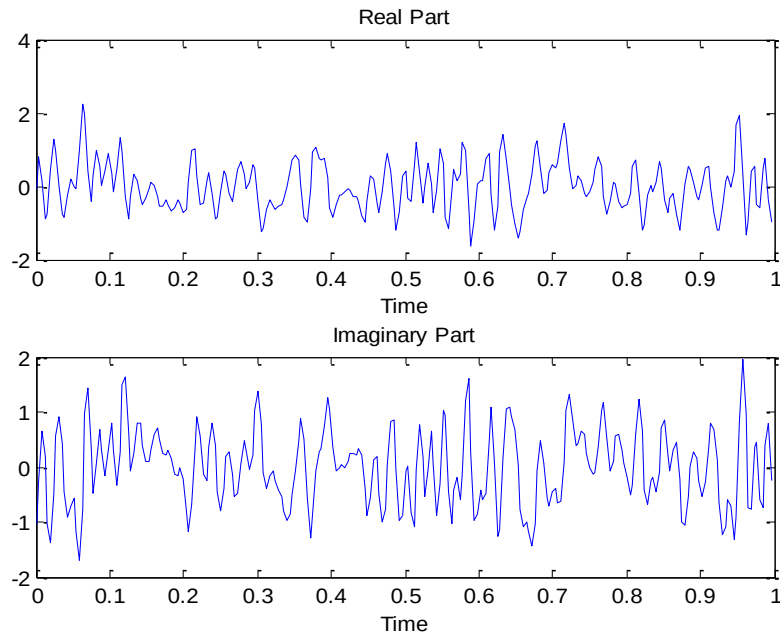
الشكل 9-2: رمز OFDM بتدّد نايكويست للاعتيان Nyquist

ومن أجل عامل رفع معدّل اعتيان $L = 2$ حصلنا على الإشارة المبينة في الشكل (9-3)



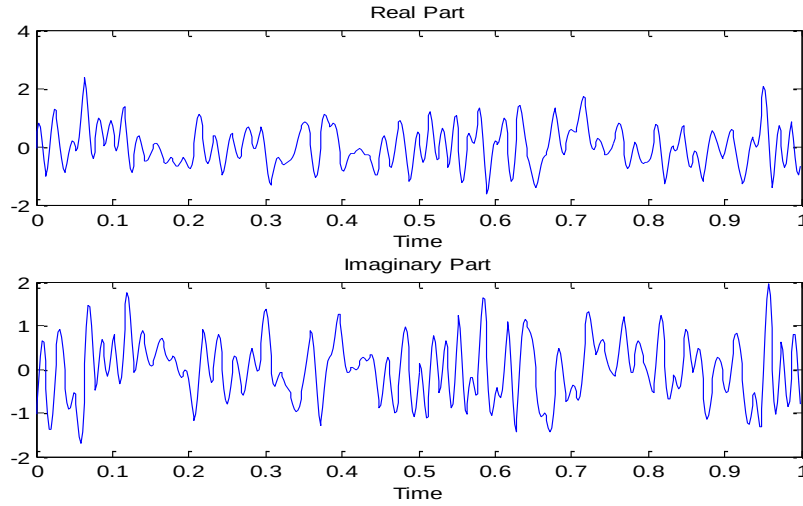
الشكل 9-3: رمز OFDM بعامل رفع معدّل اعتيان يساوي 2

ومن أجل عامل رفع معدّل اعتيان $L = 4$ حصلنا على الإشارة المبينة في الشكل (9-4)



الشكل 9-4: رمز OFDM بعامل رفع معدّل اعتيان يساوي 4

ومن أجل عامل رفع معدّل اعتيان $L = 8$ حصلنا على الإشارة المبينة في الشكل (5-9)

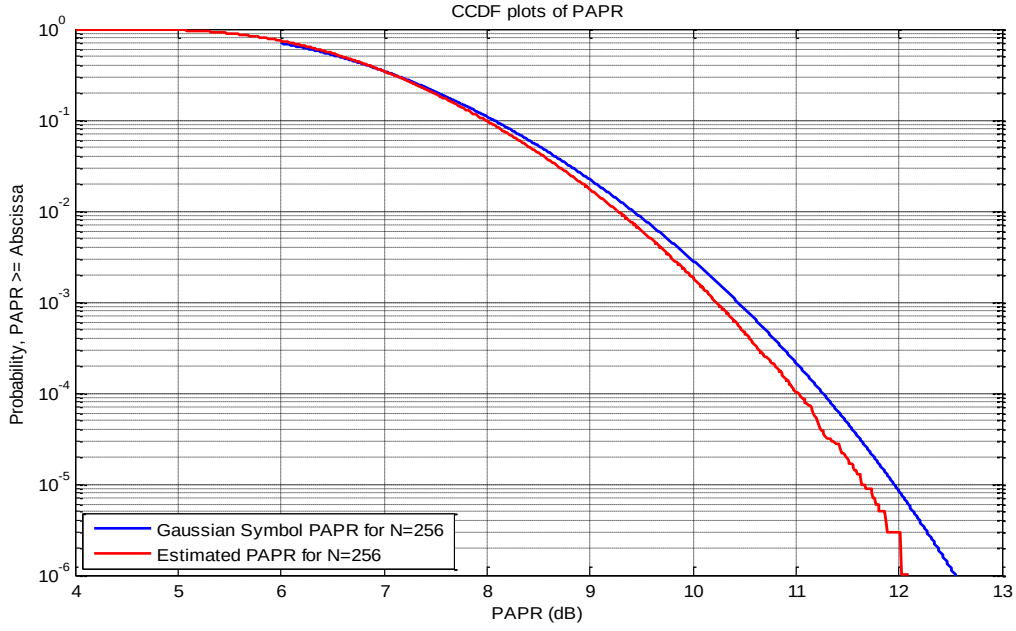


الشكل 9-5: رمز OFDM بعامل رفع معدّل اعتيان يساوي 8

نلاحظ في المنحنيات المبينة في الأشكال من (1-9) إلى (5-9)، زيادة الترابط بين عينات الإشارة برفع معدّل الإعتيان حيث تظهر الذرى التي تؤدي إلى رفع نسبة الاستطاعة اللحظية العظمى إلى الاستطاعة المتوسطة للإشارة.

2.9 النسبة PAPR:

يبين الشكل (9.6) مقارنة بين منحنى CCDF للنسبة PAPR النظري والمقدر:

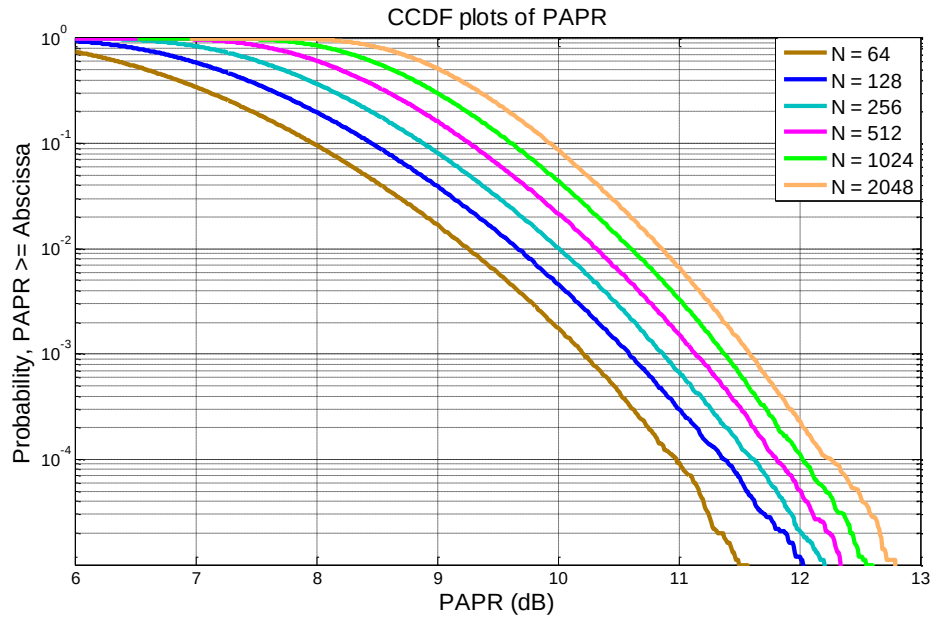


الشكل 9-6: مقارنة بين المنحنيين CCDF للنسبة PAPR النظري والمقدر

نلاحظ التقارب بين المنحني النظري المعطى بالعلاقة (4.13) والمنحني المقدر للتوابع CCDF للنسبة PAPR.

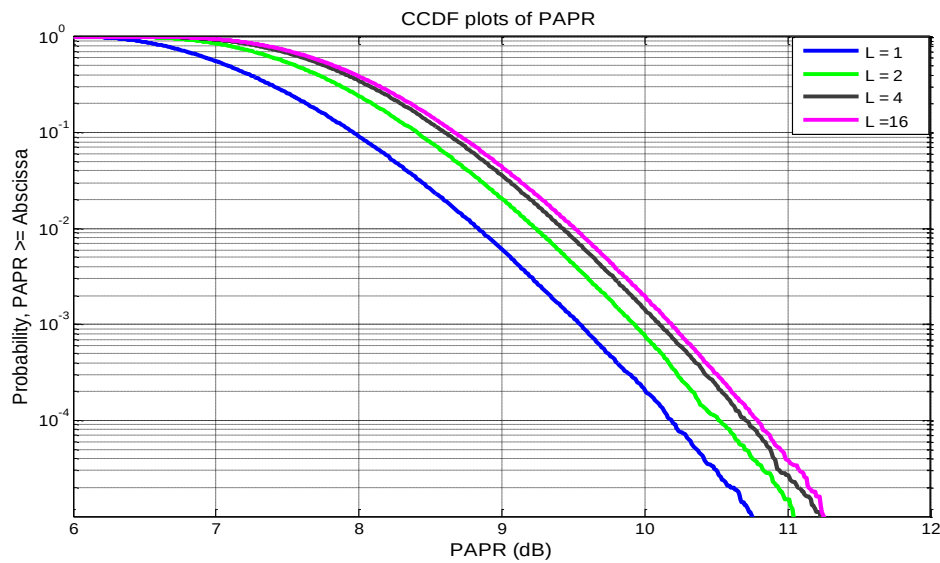
ينجم الفرق بين المنحنيين عن أن المنحني النظري معطى من أجل رموز ذات توزيع غوسي في حين أن المنحني المقدر هو من أجل رموز ذات توزيع غوسي تقريبي تنتج عن تركيب خطي لـ 256 رمز عشوائي ذو توزيع منتظم متقطع هي رموز كوكبة التعديل 16QAM المستخدمة في المحاكاة.

يبين الشكل (7-9) التوابع CCDF للنسبة PAPR المقدرة من أجل عدد الحوامل الجزئية يراوح ما بين 64 و 2048 حيث نلاحظ ما سبق وأوجدناه في التحليل النظري من أن النسبة PAPR تتناسب طرذاً مع عدد الحوامل الجزئية.



الشكل 9-7: التتابع CCDF للنسبة PAPR من أجل قيم N مختلفة

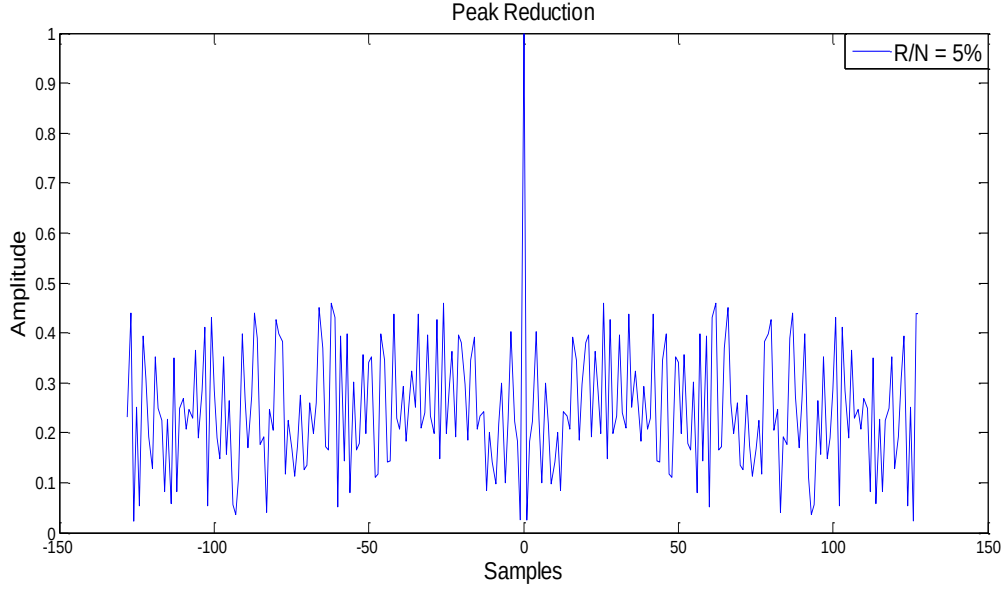
يبين الشكل (9-8) المنحنيات CCDF للنسبة PAPR من أجل عدة معدلات الاعتيان حيث نلاحظ، كما سبق وأثبتنا في التحليل النظري، تزداد النسبة PAPR بزيادة معدل الإعتيان ولكن هذه الزيادة تصبح صغيرة بعد القيمة $L=4$ ، لذلك فإن معدل اعتيان يساوي 4 يكون كافياً لاستنتاج المنحني CCDF للنسبة PAPR في حالة الإشارة في الزمن المستمر.



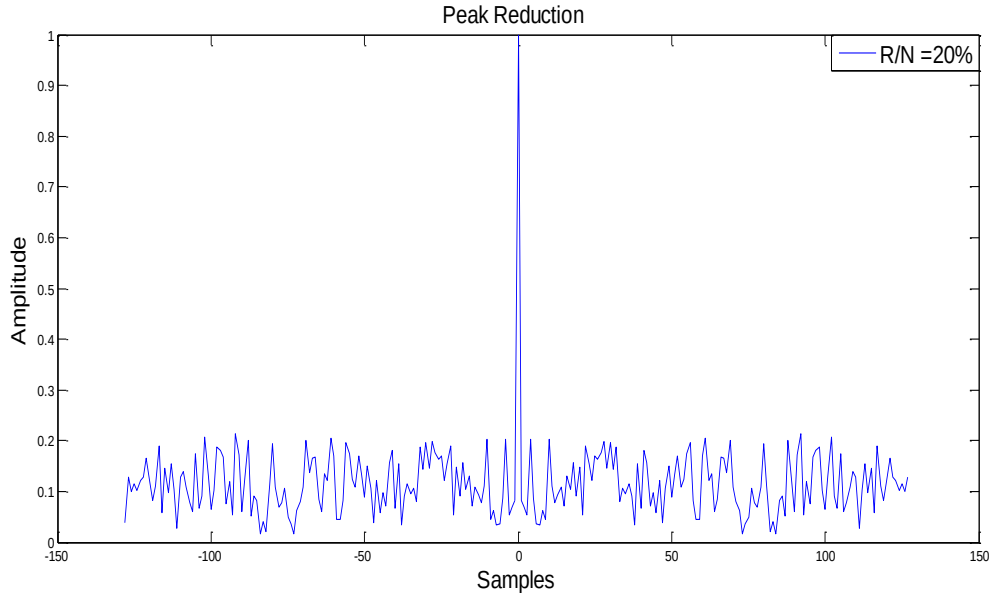
الشكل 9-8: تأثير رفع معدل الاعتيان L

3.9 خوارزمية حجز النغمات TR:

يبيّن الشكل (9-9) نواة إنقاص النسبة PAPR من أجل معدل حجز نغمات $TRR=5\%$ أي حجز 13 نغمة من أصل 256 نغمة بشكل عشوائي في حين يبيّن الشكل (9-10) نواة إنقاص النسبة PAPR في حالة معدل حجز نغمات $TRR=20\%$ أي حجز 52 نغمة



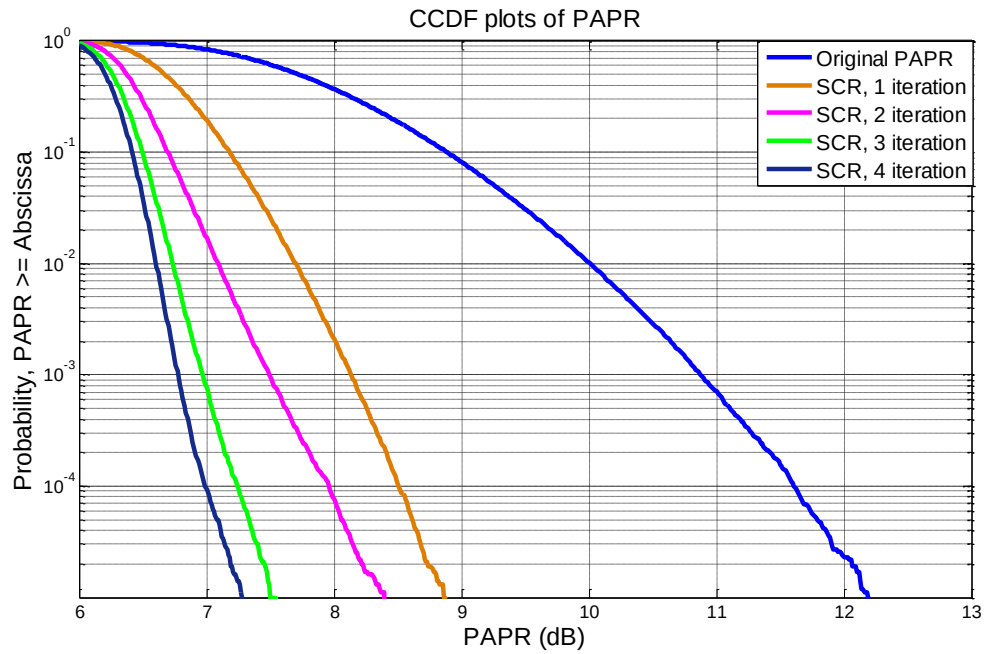
الشكل 9-9: نواة إنقاص PAPR في حالة $TRR=5\%$



الشكل 9-10: نواة إنقاص PAPR في حالة $TRR=20\%$

نلاحظ من الشكلين (9-9) و(9-10) انخفاض الحزم الجانبية للنواة بزيادة عدد النغمات المحجوزة نتيجة زيادة عدد درجات الحرية في اختيار النواة.

بتطبيق خوارزمية SCR التكرارية بنسبة $TRR=5\%$ لإنقاص النسبة PAPR نحصل على المنحنيات المبينة في الشكل (9.11) من أجل عدّة تكرارات للخوارزمية.

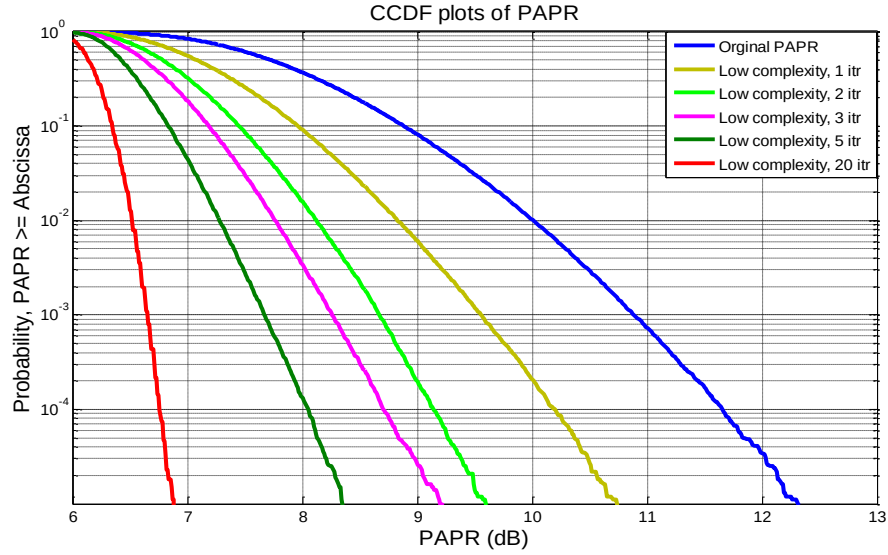


الشكل 9 - 11: أداء خوارزمية SCR التكرارية

نلاحظ الانخفاض الكبير في النسبة PAPR بعدد قليل من التكرارات للخوارزمية SRC وذلك بمعدل حجز نغمات منخفض (5%) حيث انخفضت النسبة PAPR بمقدار 3 dB بعد أول تكرار للخوارزمية عند 10^{-5} في حين كان هذا الانخفاض يساوي تقريباً 5 dB عند النقطة ذاتها من أجل أربع تكرارات للخوارزمية.

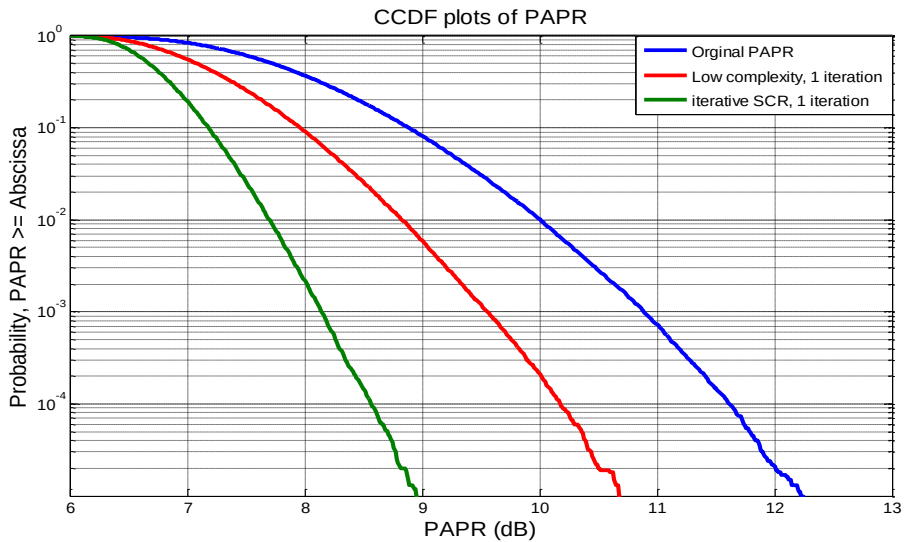
يمكن كما ذكرنا سابقاً تخفيض التعقيد في الخوارزمية من خلال البحث عن أعلى ذروة في الإشارة وإلغائها دون بقية الدُرى من أجل كل تكرار للخوارزمية.

يبين الشكل (9-12) أداء الخوارزمية قليلة التعقيد السابقة بنسبة حجز نغمات $TRR=5\%$ حيث نجد أن أداء هذه الخوارزمية جيد مقارنة بتعقيدها وهي تسمح بزيادة عدد التكرارات بالحصول على أداء يقارب أداء الخوارزمية SCR.



الشكل 9-12: أداء الخوارزمية ذات التعقيد المنخفض

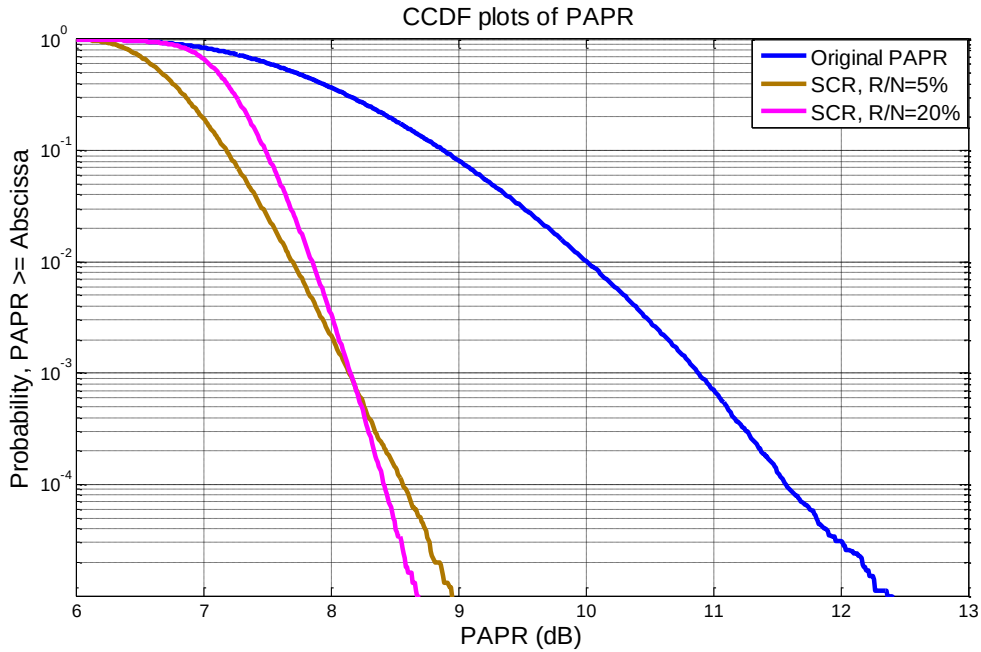
يبين الشكل (9-13) مقارنة بين خوارزمية SCR والخوارزمية بتعقيد منخفض وذلك من أجل التكرار الأول لكلتا الخوارزميتين.



الشكل 9-13: مقارنة بين SCR والخوارزمية بتعقيد منخفض من أجل أول تكرار

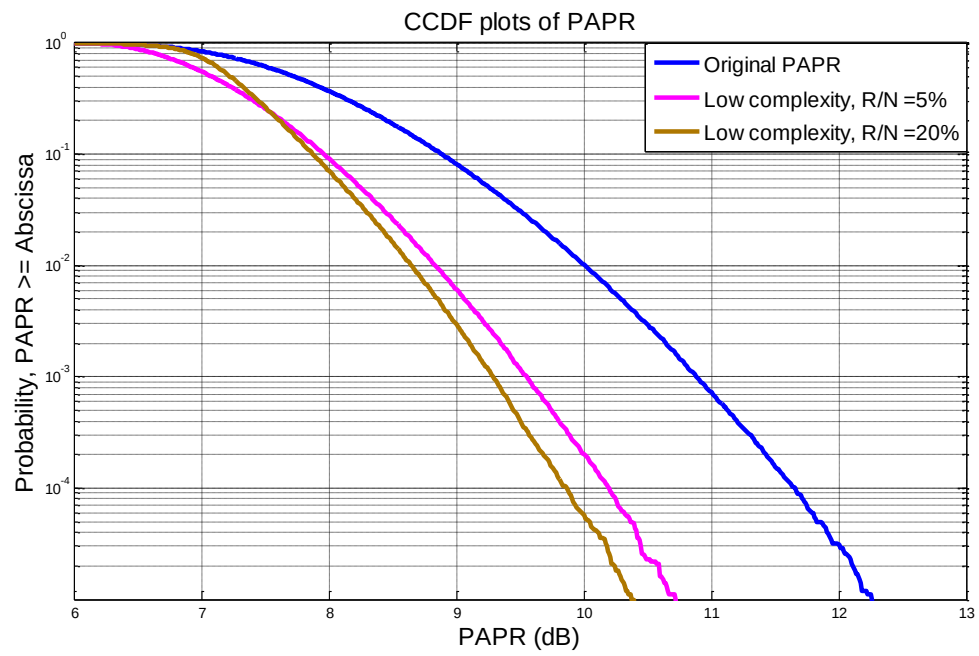
نلاحظ من الشكل (9-13) تحسیناً بمقدار 4 dB عند النقطة 10^{-6} قدمته الخوارزمية SCR مقابل تحسين بمقدار 2 dB قدمته الخوارزمية بتعقيد منخفض عند النقطة ذاتها.

يبيّن الشكل (9-14) مقارنة بين أداء الخوارزمية SCR في حالة معدل حجز نغمات $TRR=5\%$ وحالة $TRR=20\%$ حيث نجد أن زيادة معدل حجز النغمات يحسن من أداء الخوارزمية SCR نتيجة تخفيض الحزم الجانبية لنواة إنقاص النسبة PAPR مما يسمح لها بإزالة الذرى من الإشارة بفعالية عالية دون توليد ذرى جديدة أو رفع الاستطاعة الوسطى للإشارة:



الشكل 9-14: أداء SCR بنسبتي حجز نغمات مختلفتين

يبيّن الشكل (9-15) مقارنة مماثلة للمقارنة السابقة وذلك من أجل الخوارزمية ذات التعقيد المنخفض حيث نجد بشكل مماثل تحسناً في أداء الخوارزمية بزيادة معدل حجز النغمات للأسباب السابقة ذاتها مع أن هذا التحسن طفيف بسبب أن هذه الخوارزمية تزيل ذروة واحدة فقط في كل تكرار لها، ولكن انخفاض الحزم الجانبية للنواة يسمح بإزالة هذه الذروة دون رفع الذرى الأخرى إلى الحد الذي ترفعه النواة ذات معدل حجز النغمات المنخفض.



الشكل 9-15: أداء الخوارزمية بتعقيد منخفض بنسبتي حجز نغمات مختلفتين

الاستنتاجات والآفاق المستقبلية

- الاستنتاجات:

كما ذكرنا سابقاً ثمة عدّة عوامل يجب أخذها بالحسبان عند اختيار خوارزمية معينة لإنقاص النسبة PAPR. تتضمن هذه العوامل فعالية إنقاص النسبة PAPR، زيادة الاستطاعة في الإشارة المرسلّة، وارتفاع معدل خطأ البت في المستقبل، وانخفاض معدل نقل المعطيات وتعقيد الحسابات لهذه الخوارزمية.

سندرس تأثير الخوارزميات المدروسة آنفاً على كل من هذه العوامل.

- فعالية إنقاص النسبة 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 فعالية إنقاص PAPR لها العديد من الآثار السلبية. يزيل اقتطاع الإشارة مثلاً جميع الدُرى في المجال الزمني ولكنه يسبب تشوهات داخل طيف الإشارة In-Band Distortion وخارج طيفها Out-of-Band Distortion، كما نلاحظ في خوارزمية حجز النغمة (TR) الانخفاض الكبير في النسبة PAPR بعدد قليل من التكرارات للخوارزمية SCR وذلك بمعدل حجز (5%) حيث انخفضت النسبة PAPR بمقدار 3dB بعد أول تكرار للخوارزمية عند 10^{-6} في حين كان هذا الانخفاض يساوي تقريباً 5 dB عند النقطة ذاتها من أجل أربع تكرارات للخوارزمية، في حين في خوارزمية حقن النغمات (TI) احتجنا إلى 20 عملية تكرارية لتخفيض النسبة PAPR بمقدار 2dB.

- زيادة استطاعة الإشارة المرسلّة:

تتطلب بعض تقنيات إنقاص النسبة PAPR زيادة في استطاعة الإشارة المرسلّة. عندما توضع شروط على استطاعة الإشارة المرسلّة قياساً باستطاعتها قبل تطبيق الخوارزمية فإن هذا العامل يكون على درجة عالية من الأهمية.

حيث نلاحظ في خوارزمية حقن النغمة أنّ اختيار تكرار الرموز الخارجية لكوكبة 16QAM سيزيد الاستطاعة 20 مرة من أجل أول حلقة من الكوكبة الموسّعة بينما سيزيد تكرار الرموز الداخلية لنفس الكوكبة الاستطاعة 30 مرّة من أجل أول حلقة من الكوكبة الموسّعة.

- ارتفاع معدل خطأ البت في المستقبل:

وهو من العوال البارزة ويرتبط بشكل وثيق بزيادة استطاعة الإشارة المرسلّة حيث قد تتطلب المحافظة على معدل خطأ بت ثابت بعد تطبيق إحدى الخوارزميات زيادة في استطاعة الإشارة المرسلّة وبالمقابل فإن ارتفاعاً في معدل الخطأ يمكن أن يحدث عند تطبيق إحدى الخوارزميات من أجل استطاعة ثابتة للإشارة المرسلّة.

حيث نلاحظ في خوارزمية (SLM)&(PTS) قد يجري فقدان كل كتل المعطيات في حال فُقدت المعلومات الجانبية أو حصل خطأ عند استقبالها وهذا ما سيزيد بدوره معدل خطأ البت BER عند المستقبل، كما أنّ تكرار الرموز الخارجية في خوارزمية TI يقود إلى زيادة الخطأ في النظم المرمّزة حيث سيختلط الأمر على المستقبل لمعرفة فيما لو كان الرمز المستقبل هو أحد رموز الكوكبة الأصلية أو هو رمز مكافئ في الكوكبة الموسّعة.

- انخفاض معدل نقل المعطيات:

تتطلب بعض الخوارزميات تخفيضاً في معدل نقل المعطيات ففي خوارزمية حجز النغمات TR مثلاً، يجري حجز جزء من الحوامل لإنقاص النسبة PAPR وهي لا تحمل أي معلومات مما يسبب انخفاضاً في معدل نقل المعطيات. وفي الترميز الكتلي، واحد من أصل أربعة رموز يخصص للتحكم بالنسبة PAPR مما يخفض كذلك من معدل نقل المعطيات، كما أنّه في خوارزمية (SLM)&(PTS) يجري إرسال معلومات جانبية لإعلام المستقبل بعوامل الطور التي جرى استخدامها في الإرسال وهذا بدوره يخفّض من معدل نقل المعطيات.

- 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 ما تكون الخوارزميات ذات التعقيد المرتفع أكثر فاعلية في إنقاص النسبة PAPR ولكنه بالمقابل قد يخفض من معدل نقل المعطيات نتيجة الزمن اللازم للحسابات.

في خوارزمية (TI) تُفرض درجة تعقيد إضافية على المستقبل وهي تطبيق عملية modulo على الشعاع العقدي المستقبل لمعرفة رمز الكوكبة الأساسي الذي جرت مكافئته.

- الآفاق المستقبلية للعمل:

من الممكن تطوير أداء خوارزمية حجز النغمة من خلال:

- دراسة طرق اختيار أماكن توزع النغمات المحجوزة والتي تؤلف نواة الخوارزمية للحصول على النواة الأفضل وفق نموذج رياضي محكم وفعال.
- دراسة إمكانية إنجاز خوارزمية حجز النغمة وفق النموذج الرياضي الكامل التعقيد وفعالية هذا التنفيذ.
- دراسة أثر بقاء عوامل نظم الاتصالات من حيث عوامل التعديل وتشكيل النبضة والترميز وغيرها على أداء الخوارزمية.

المراجع

- [1] **HANZO, THOMAS KELLER AND LAJOS** , *Adaptive Multicarrier Modulation*, IEEE PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 88, NO. 5, MAY 2000.
- [2] **Nick LaSorte, W. Justin Barnes, Hazem H. Refai**, *The History of Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, s.l. : IEEE, March 31, 2008.
- [3] **Kalman, Dan**, *A Singularly Valuable Decomposition: The SVD of a Matrix*, THE COLLEGE MATHEMATICS JOURNAL VOL. 27, NO. 1, JANUARY 1996.
- [4] **Rowayda A. Sadek**, *SVD Based Image Processing Applications*, International Journal of Advanced Computer Science and Applications(IJACSA), Vol. 3, No. , 2012.
- [5] **Todd Mateer**, *FAST FOURIER TRANSFORM ALGORITHMS WITH APPLICATIONS*, August 2008.
- [6] **Werner Henkel, Georg Tauböck, Per Ödling, Per Ola Börjesson, Niklas Petersson**, *The Cyclic Prefix of OFDM/DMT – An Analysis*, s.l. : IEEE, 2002.
- [7] **Rima Hleiss, Pierre Duhamel, Mauric Charbit**, *OVERSAMPLED OFDM SYSTEMS*.
- [8] **Stefan H.Muller, Johannes B.Huber**, *A Comparison of Peak Power Reduction Schemes for OFDM*, s.l. : IEEE, 1997.
- [9] **M.Deumal, J.L.Pijoan, A.Behravan, T.Eriksson**, *Evaluation of Performance improvement capabilities of PAPR-Reducing Methods*, Netherland : Kluwer Academic Publishers, 2007.
- [10] **Werner Henkel, Valentin Zrno**, *PAR reduction revisited: an extension to Tellado's method*, Hamburg ,2001.

- [11] **Tomohiro Noguchi, Khoirul Anwar, Masato Saito and Minoru Okada**, *Efficient PAPR for OFDM and CI/OFDM Systems with iterative clipping* , IEEE , 2008.
- [12] **John G. Proakis, and James R. Zeidler. Steve C. Thompson**, *The Effectiveness of Signal Clipping for PAPR and Total Degradation Reduction in OFDM System*, University of California, San Diego ,IEEE, 2005.
- [13] **KRONGOLD, BRIAN SCOTT**,*NEW TECHNIQUES FOR MULTICARRIER COMMUNICATION SYSTEMS*, University of Illinois at Urbana-Champaign,, 2003.
- [14] **Slimane., Slimane Ben**, *Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals Through Precoding*, VOL. 56, NO. 2: IEEE, MARCH 2007.
- [15] **Jamws A.Davis, jonathan Jedwab, Filton Road**, *Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed-Muller codes*, s.l. : Department of Mathematics and Computer Science University of Richmond, December 1996.
- [16] **Jamws A.Davis, jonathan Jedwab**, *Peak-to-mean power control in OFDM, Golay sequences and Reed-Muller codes*.
- [17] **Tellambura., A. D. S. Jayalath**, *SLM and PTS Peak-Power Reduction of OFDM Signals Without Side Information*, IEEE, SEPTEMBER 2005.
- [18] **Wang Yi and Gu linfeng**, *An Investigation of Peak-to-Average Power Reduction in MIMO-OFDM Systems*, Blekinge Institute of Technology , october 2009.
- [19] **Haris GACANIN and Fumiyuki ADACHI**, *Selective Mapping with Symbol Re-mapping for OFDM/TDM Using MMSE-FDE*, IEEE, 2008.
- [20] **V. Vijayarangan¹, DR. (MRS) R. Sukanesh**, *An Over View Of Technique For Reducing Peak To Average Power Ratio And Its Selection Criteria For Orthogonal Frequency DIvision Multiplexing Radio Systems*, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2009.

- [21] **Jose Tellado and John M.Cioffi**, *PAR reduction with minimal or zero bandwidth loss and low complexity*, Stanford University, June 1998.
- [22] **M.Cioffi.n., Jose Tellado and John**, *Peak Power Reduction for Multicarrier Transmissio*, Stanford University.
- [23] **Shin, Mochan Yang and Yoan**, *An adaptive tone injection for OFDM PAPR reduction*, IECE Electronics Express, 2011.
- [24] **N.Andgart, P.Olding, A.Johansson, P.O.Borjesson**, *Designing Tone Reservation PAR Reduction*, Hindawi Publishing Corporation, 2006.
- [25] **Haider, Kamran**.*Peak to Average Ratio Reduction in Wireless OFDM Communication Systems*, Department of telecommunications and signal processing, Blekinge Institute of Technology,2006.
- [26] **Carole A.Devlin, Anding Zhu, Thomas J.Brazil,b***Gaussian Pulse Based Tone Reservation for Reducing PAPR of OFDM signals*, IEEE, 2007.
- [27] **Lee, Honglak**, *Convex Optimization Overview*, 2008.
- [28] **R.W. CHANG**, *Synthesis Of Band- Limited Orthogonal Signals For Multichannel Data Transmission*, Technical Journal , 1966
- [29] **S.B. WEINSTEIN, AND P.M. EBERT**, *Data Transmission By Frequency-Division Multiplexing Using The Discrete Fourier Transform*, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, 1971.
- [30] **PELED, AND A. RUIZ** , *Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms*, in Proceedings of the IEEE International Conference ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING,1980.

- [31] **LEONARD J. CIMINI**, *Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, IEEE.
- [32] *Radio Broadcasting Systems, Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile; Portable and Fixed Receivers*, European Telecommunications Standards Institute(ETSI), Valbonne, France, 1997.
- [33] *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television*, European Telecommunications Standards Institute (ETSI), 1997.
- [34] **RAMJEE PRASAD AND FERNANDO J. VELEZ**, *OFDMA WiMAX PHYSICAL LAYER*, Springer Science, 2010.
- [35] **Xiaodong Wang**, *OFDM and its application to 4G, Wireless and Optical Communications*, International Conference(WOCC), 2005.

Damascus University

Faculty of Mechanical & Electrical Engineering

Telecommunication Engineering Department



Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM signals

**Thesis submitted for the degree of Master of Science MSc. in
Communication Engineering Department**

By

Raneem AL mouallem

Supervised by

Dr. Talal Hammoud

Dr. Mouhye Aldeen winakh

Academic Year

2012-2013