

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Électronique et Télécommunications

# THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE  
DOCTORAT EN SCIENCE

Filière : Génie Électrique

Présentée par

**MEHALLEL Elhadi**

*Intitulée*

**Contribution au Traitement des Signaux en Communication  
Ultra Large Bande (ULB)**

Soutenue le : 11 / 04 / 2019

Devant le Jury composé de :

M. BENNACER Lyachi	Professeur	Univ. de Guelma	Président
M. BOUKROUCHE Abdelhani	Professeur	Univ. de Guelma	Rapporteur
M. MOUSSAOUI Abdelkarim	Professeur	Univ. de Guelma	Examineur
M. BOUDEN Toufik	Professeur	Univ. de Jijel	Examineur
M. KHELIL Khaled	Professeur	Univ. de S/Ahras	Examineur
M. ABED Djamel	Maître de Conférences	Univ. de Guelma	Invité

Année Universitaire : 2018/2019

*Je dédie ce travail à :*  
*mes chère parentes et mon beau-père*  
*ma femme,*  
*mes frères et sœurs,*  
*ma belle-sœur et beau-frère,*  
*et à tous les membres de ma famille*

# Remerciements

---

*Les travaux présentés dans cette thèse sont le résultat des années de travail dans le cadre de la préparation d'un doctorat au Laboratoire Problèmes Inverses, Modélisation, Information et Systèmes (PI:MIS) de l'université 8 Mai 1945 de Guelma.*

*Tout d'abord, je tiens à remercier DIEU le Tout Puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la force et la patience pour mener à bien ce travail.*

*Je tiens en premier lieu à remercier Abdelhani BOUKROUCHE, Professeur à l'université 8 Mai 1945 de Guelma, pour m'avoir proposé ce sujet, pour m'avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques et en avoir dirigé les travaux. J'exprime également toute ma gratitude à Djamel ABED, Maître de Conférences classe « A » à la même université, pour sa contribution à l'encadrement de ces travaux. La confiance et l'indépendance qu'ils m'ont accordées ainsi que leur rigueur scientifique et l'encouragement à publier mes résultats m'ont permis de mener avec succès cette thèse.*

*Je remercie chaleureusement les membres du jury qui ont tous sans hésiter acceptés de participer à cette soutenance : merci à Monsieur Lyachi BENNACER, Professeur à l'Université 8 Mai 1945 de Guelma, pour avoir accepté la présidence.*

*Merci à Monsieur Abdelkarim MOUSSAOUI, Professeur à l'université 8 Mai 1945 de Guelma, Monsieur Toufik BOUDEN Professeur à l'université de Jijel et Monsieur Khaled KHALIL, Professeur à l'université de Souk Ahras, pour avoir accepté la lourde tâche d'examiner ma thèse.*

*Ces remerciements s'adressent également à mes parents, ma femme, mes frères et sœurs qui m'ont soutenu moralement et m'ont encouragé tout au long de ce parcours, sans oublier mes amis qui m'ont supporté et m'ont apporté, encouragements et conseils.*

Récemment, la demande de services de données multimédia à augmenter rapidement avec l'évolution des technologies de communication sans fil. L'Ultra-Large Bande (ULB) est une technologie prometteuse pour la transmission très haut débit sur les courtes distances d'un environnement indoor multi-trajets. Parmi les techniques envisagées dans la couche physique des systèmes ULB, le format de modulation multi-bande OFDM (MB-OFDM) répond bien aux contraintes spécifiques des applications grande publique. L'un des principaux inconvénients de la modulation MB-OFDM est le rapport élevé entre la puissance crête et la puissance moyenne (problème du PAPR), qui limite l'efficacité énergétique du convertisseur numérique-analogique (DAC) et de l'amplificateur de puissance (HPA) en raison de l'amplification non-linéaire. L'objectif principal de cette thèse est l'étude de la réduction du PAPR dans un système ULB multi-bande MB-OFDM. À cet effet, nous avons proposé une transformation paramétrique non-linéaire appelée PDSNT « Parametric Discrete Sliding Norm Transform ». Cette technique est basée sur un paramètre de contrôle efficace de compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation des performances du taux d'erreur binaire (BER) du système MB-OFDM. L'avantage de la méthode proposée réside dans sa très faible complexité de calcul par rapport aux autres méthodes récemment proposées dans la littérature. Les résultats obtenus sont très encourageants, ils montrent que la couche physique MB-OFDM basée sur la technique PDSNT proposée, donne de meilleures performances dans la réduction du PAPR que les solutions conventionnelles ; avec une dégradation de BER très acceptable dans les différents modèles de canaux ULB.

**Mots-Clés:** Ultra-Large Bande(ULB), MB-OFDM, PAPR, BER, ECMA-386.

Recently, the demand for multimedia data services is grown up rapidly with the evolution of wireless communication technologies. The Ultra-Wide Band (UWB) is a promising technology for very high speed transmission in short distances in a multipath indoor environment. Among the techniques envisaged in the physical layer of UWB systems, the multi-band OFDM (MB-OFDM) modulation format responds well to the specific constraints of the major public applications. One of the main disadvantages of MB-OFDM modulation is the high ratio between peak power and average power (PAPR problem), which limits the energy efficiency of the digital-to-analog converter (DAC) and the high-power amplifier (HPA) due to non-linear amplification. The main objective of this thesis is the study of the reduction of PAPR in a ULB MB-OFDM system. For this purpose, we have proposed a non-linear parametric transformation called PDSNT « Parametric Discrete Sliding Norm Transform ». This technique based on an effective compromise control parameter between the reduction of the PAPR and the degradation of the bit error rate (BER) performance of the MB-OFDM system. The advantage of the proposed method lies in its very low computational complexity compared to other methods recently proposed in literature for UWB systems. The results obtained are very encouraging, they show that the physical layer MB-OFDM based on proposed PDSNT technique gives a better performances in PAPR reduction than conventional solutions with a very acceptable BER degradation in different UWB channel models.

**Key-words:** Ultra Wide Band (UWB), MB-OFDM, PAPR, BER, ECMA-386.

في الآونة الأخيرة، ازداد الطلب على خدمات البيانات متعددة الوسائط بسرعة مع تطور تكنولوجيات الاتصال اللاسلكي. تعد تقنية الحزم واسعة النطاق (ULB) واحدة من التقنيات الواعدة للإرسال بمعدلات عالية جدًا على مسافات قصيرة في بيئات متعددة المسارات. ومن بين الحلول المتوخاة لهذه الطبقة الفيزيائية الجديدة عالية السرعة، يستجيب نظام (MB-OFDM) بشكل جيد للقيود المحددة للتطبيقات العامة الكبيرة. واحدة من العيوب الرئيسية لتقنية التضمين (MB-OFDM) هي النسبة العالية بين الطاقة العظمى والطاقة المتوسطة (مشكلة PAPR)، مما يحد من الطاقة الفعالة للمحول الرقمي التناظري (DAC) ومضخم القدرة (HPA) بسبب التضخيم غير الخطي. الهدف الرئيسي من هذه الرسالة هو دراسة الحد من (PAPR) في نظام واسع النطاق (MB-OFDM). لهذا الغرض، اقترحنا تحولاً حدوديًا غير خطي يسمى "Parametric Discrete Sliding Norm Transform" PDSNT وتستخدم هذه التقنية على معلمة فعالة للتحكم التوافقي بين تخفيض (PAPR) وتدهور أداء معدل أخطاء (BER) في نظام (MB-OFDM). الميزة الرئيسية للطريقة المقترحة هي تعقيدها الحسابي المنخفض مقارنة بالطرق الأخرى المقترحة حديثاً. النتائج التي تم الحصول عليها مشجعة للغاية، فإنها تظهر أن الطبقة الفيزيائية (MB-OFDM) استناداً إلى تقنية (PDSNT) المقترحة يمكن أن تقدم أداء أفضل في الحد من (PAPR) من الحلول التقليدية مع تدهور أداء معدل الخطأ (BER) مقبول جداً في نماذج مختلفة من القنوات (ULB).

**الكلمات المفتاحية:** الحزمة واسعة النطاق (ULB)، MB-OFDM، BER، PAPR، ECMA-386.

# Table des Matières

---

DÉDICACES.....	II
REMERCIEMENTS .....	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT .....	V
ملخص .....	VI
TABLE DES MATIÈRES .....	VII
LISTE DES ACRONYMES ET ABRÉVIATIONS.....	X
LISTE DES FIGURES.....	XIII
LISTE DES TABLEAUX .....	XV
INTRODUCTION GÉNÉRALE .....	1
<b>CHAPITRE 1</b>	<b>ÉTAT DE L'ART SUR LA TECHNOLOGIE ULB</b>
1.1 INTRODUCTION.....	5
1.2 DÉFINITION D'UN SIGNAL ULB .....	5
1.3 HISTORIQUE DE L'ULB.....	7
1.4 AVANTAGES DE LA TECHNOLOGIE ULB.....	8
1.4.1 Le haut débit .....	9
1.4.2 La faible complexité/Le faible coût.....	9
1.4.3 La possibilité du travail avec un faible SNR.....	10
1.4.4 L'immunité aux trajets multiples .....	10
1.4.5 La capacité pénétration des obstacles .....	10
1.4.6 La sécurité d'information .....	10
1.5 RÉGLEMENTATIONS DE L'ULB.....	11
1.5.1 Régulation de l'ULB aux USA.....	11
1.5.2 Régulation de l'ULB en Europe.....	13
1.5.3 Régulation de l'ULB à l'Asie Pacifique .....	14
1.6 APPLICATIONS DE LA TECHNOLOGIE ULB.....	15
1.6.1 Les systèmes d'imagerie radar.....	15
1.6.2 Les systèmes radars de véhicule .....	16
1.6.3 Les systèmes de surveillance .....	16
1.6.4 Les systèmes de communication.....	16
1.6.5 Les réseaux de communication WPAN.....	16
1.6.6 Les réseaux de capteurs WBAN .....	17
1.7 LES STANDARDS DE L'ULB.....	18

---

1.7.1	Le standard IEEE 802.15.3a .....	19
1.7.2	Le standard IEEE 802.15.4a .....	19
1.8	LES TECHNIQUES DE TRANSMISSION POUR L'ULB .....	20
1.8.1	Les différentes techniques ULB .....	20
1.8.2	Les formes des impulsions.....	21
1.8.3	Les modulations utilisées .....	23
1.8.4	Les techniques d'accès multiples .....	25
1.9	LE CANAL DE PROPAGATION ULB .....	29
1.9.1	Notion de canal de transmission .....	30
1.9.2	Le modèle du canal IEEE 802.15.3a .....	31
1.9.3	Les différents modèles de canal.....	34
1.10	CONCLUSION .....	36
<b>CHAPITRE 2</b>	<b>LA COUCHE PHYSIQUE D'UN SYSTÈME ULB MB-OFDM</b>	
2.1	INTRODUCTION.....	37
2.1	DESCRIPTION DU SYSTÈME MB-OFDM .....	38
2.1.1	Découpage de la Bande ULB.....	38
2.1.2	Description de la couche physique MB-OFDM.....	40
2.1.3	Architecture de l'émetteur.....	41
2.1.4	Utilisation d'un Code Temps-Fréquence (TFC).....	51
2.1.5	Architecture du récepteur.....	53
2.2	ANALYSE CRITIQUE DU SYSTÈME MB-OFDM.....	55
2.2.1	Les avantages .....	55
2.2.2	Les inconvénients .....	56
2.3	CONCLUSION .....	57
<b>CHAPITRE 3</b>	<b>LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE ET LE PROBLÈME DU PAPR</b>	
3.1	INTRODUCTION.....	58
3.2	GÉNÉRALITÉS SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE .....	59
3.2.1	Définition.....	59
3.2.2	Caractéristiques de l'amplificateur de puissance.....	60
3.2.3	Notion de rendement .....	61
3.2.4	Les Reculs d'entrée et de sortie .....	63
3.2.5	Les modèles des amplificateurs de puissance .....	64
3.2.6	Influence de non-linéarités des amplificateurs dans un système de communication .	67
3.3	PROBLÈME DU PAPR.....	68
3.3.1	Définition du PAPR.....	68

---

---

3.3.2	Distribution du PAPR et la CCDF .....	70
3.4	TECHNIQUES DE RÉDUCTION DU PAPR.....	71
3.4.1	Introduction et classification .....	71
3.4.2	Techniques de codage.....	72
3.4.3	Techniques probabilistes .....	74
3.4.4	Les techniques d'ajout de signal.....	77
3.5	CRITÈRES D'ÉVALUATION DES TECHNIQUES DE RÉDUCTION DU PAPR.....	87
3.5.1	Le gain de réduction de PAPR.....	87
3.5.2	La dégradation du BER.....	88
3.5.3	La compatibilité descendante.....	88
3.5.4	La modification de la densité spectrale de puissance à l'émission .....	88
3.5.5	La variation de la puissance moyenne .....	89
3.5.6	La diminution du débit utile.....	89
3.5.7	La complexité .....	89
3.6	CONCLUSION .....	89
<b>CHAPITRE 4</b>	<b>RÉDUCTION DU PAPR D'UN SYSTÈME ULB MB-OFDM PAR LA MÉTHODE PDSNT</b>	
4.1	INTRODUCTION.....	91
4.2	LA MÉTHODE PDSNT PROPOSÉE.....	93
4.2.1	La méthode PDSNT à l'émetteur.....	94
4.2.2	La méthode PDSNT inverse au récepteur.....	94
4.3	RÉSULTATS DE SIMULATION.....	96
4.3.1	Effet de la valeur du paramètre $\alpha$ sur le CCDF du PAPR et le BER.....	96
4.3.2	Les performances en termes de réduction du PAPR.....	99
4.3.3	Les performances en termes du BER.....	100
4.4	ANALYSE DE COMPLEXITÉ .....	102
4.5	CONCLUSION .....	105
	<b>CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>106</b>
	<b>LISTE DES PUBLICATIONS ET DE COMMUNICATIONS.....</b>	<b>110</b>
	<b>RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>111</b>

# Liste des Acronymes et Abréviations

---

<b>ACE</b>	Active Constellation Extension.
<b>ADC</b>	Analog to Digital Converter.
<b>ADSL</b>	Asymmetric Digital Subscriber Line.
<b>AGP</b>	Approximate Gradient Project.
<b>AM/AM</b>	Amplitude/Amplitude.
<b>AM/PM</b>	Amplitude/Phase.
<b>AMRC</b>	Accès Multiple par Répartition en Code.
<b>ANNT</b>	Artificiel Neural Networks Time-Domain.
<b>AS</b>	Adaptive-Scaling.
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise.
<b>BAN</b>	Body Area Network.
<b>BER</b>	Bit Error Rate.
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying.
<b>CCDF</b>	Complementary Cumulative Distrution Function.
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access.
<b>CEPT</b>	Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications.
<b>CM</b>	Channel Model.
<b>CP</b>	Cyclic Prefix.
<b>DAA</b>	Detect And Avoid.
<b>DAC</b>	Digital to Analog Converter.
<b>DCM</b>	Dual Carrier Modulation.
<b>DS-CDMA</b>	Direct Sequence Code Division Multiple Access.
<b>DS-ULB</b>	Direct Sequence-Ultra Large Bande.
<b>DoD</b>	United States Department of Defense.
<b>DSP</b>	Densité Spectrale de Puissance.
<b>DVB-T</b>	Digital Video Broadcasting – Terrestrial.
<b>ECC</b>	Electronic Communications Committee.
<b>ECMA</b>	European Computer Manufacturers Association.
<b>ETSI</b>	European Telecommunications Standards Institute.
<b>FCC</b>	Federal Communications Commission.
<b>FDS</b>	Frequency Domain Spreading.
<b>FFI</b>	Fixed Frequency Interleaving.
<b>FEC</b>	Forward Error Correction.
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform.

<b>IBO</b>	Input Back Off.
<b>IDA</b>	Infocomm Development Authority.
<b>IDFT</b>	Inverse Discret Fourier Transform.
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronis Engineers.
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform.
<b>ICI</b>	Inter Carrier Interference.
<b>ISI</b>	Inter-Symbols Interference.
<b>IR-ULB</b>	Impulse Radio Ultra Large bande.
<b>GPR</b>	Groung Penetrating Radar.
<b>GSM</b>	Global System for Mobile Communications.
<b>HPA</b>	High Power Amplifier.
<b>LOS</b>	Line Of Sight.
<b>MAC</b>	Medium Access Control.
<b>MBOA</b>	Multi-Band OFDM Alliance.
<b>MB-OFDM</b>	Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
<b>MIMO</b>	Multiple-Input Multiple-Output.
<b>MMSE</b>	Minimum Mean Square Error.
<b>MPDU</b>	MAC Protocol Data Unit.
<b>NLOS</b>	Non Line Of Sight.
<b>OBO</b>	Output Back Off.
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
<b>OOK</b>	On-Off Keying.
<b>PAM</b>	Pulse Amplitude Modulation.
<b>PAPR</b>	Peak-to-Average Power Ratio.
<b>PDSNT</b>	Parametric Discrete Sliding Norm Transform.
<b>PIRE</b>	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.
<b>PLCP</b>	Physical Layer Convergence Protocol.
<b>PLME</b>	Physical Layer Management Entity.
<b>PMD</b>	Physical Medium Dependance.
<b>POCS</b>	Projection Onto Convex Set.
<b>PRC</b>	Pseudo-Random Code.
<b>PSDU</b>	Physical Service Data Unit.
<b>PPDU</b>	PLCP Protocol Data Unit.
<b>PPM</b>	Pulse Position Modulation.
<b>PTS</b>	Partial Transmit Sequences.

<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation.
<b>QCQP</b>	Quadratically Constrained Quadratic Program.
<b>QPSK</b>	Quadrature phase shift keying.
<b>RF</b>	Radio Frequency.
<b>RM</b>	Reed-Muller.
<b>RP</b>	Random Phasor.
<b>SGP</b>	Smart Gradient-Project.
<b>SLM</b>	Selective Mapping.
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio.
<b>SOCP</b>	Second Order Cone Programming.
<b>SSPA</b>	Solid State Power Ratio.
<b>TDS</b>	Time Domain Spreading.
<b>TFC</b>	Time Frequency Code.
<b>TFI</b>	Time Frequency Interleaving.
<b>TEB</b>	Taux d'Erreur Binaire.
<b>TH-ULB</b>	Time Hopping-Ultra Large Bande.
<b>TI</b>	Tone Injection.
<b>TOP</b>	Tube à Onde Progressive.
<b>TR</b>	Tone Reservation.
<b>TWTA</b>	Travelling Wave Tube Amplifier.
<b>UFZ</b>	UWB Friendly Zone.
<b>ULB</b>	Ultra Large Bande.
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunications System.
<b>UWB</b>	Ultra-Wideband.
<b>WBAN</b>	Wireless Body Area Network.
<b>WiFi</b>	Wireless Fidelity.
<b>WIMAX</b>	Worldwide Interoperability for Microwave Access.
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network.
<b>WPAN</b>	Wireless Personal Area Network.
<b>ZF</b>	Zero Forcing.
<b>ZP</b>	Zero-Padding.

# Liste des Figures

---

<b>Figure 1.1.</b> Comparaison entre l'occupation spectrale d'un système ULB et les différents systèmes à bande étroite existants .....	6
<b>Figure 1.2.</b> Les limites de la FCC pour les systèmes de communication ULB à l'intérieur et à l'extérieur ...	12
<b>Figure 1.3.</b> Les limites de la CEPT pour les systèmes de communication ULB .....	13
<b>Figure 1.4.</b> Les limites proposées en Asie pour les systèmes ULB.....	15
<b>Figure 1.5.</b> Exemple d'un système ULB d'imagerie à travers les murs .....	16
<b>Figure 1.6.</b> Les réseaux personnels sans fil (WPAN).....	17
<b>Figure 1.7.</b> WBAN (Wireless Body Area Network), (a)La Telemedicine,(b)Les uniformes Intelligents .....	18
<b>Figure 1.8.</b> Représentations temporelles et fréquentielles de l'impulsion gaussienne et ses 3 premières dérivées.....	21
<b>Figure 1.9.</b> Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PAM .....	22
<b>Figure 1.10.</b> Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en OOK.....	22
<b>Figure 1.11</b> Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en BPSK.....	23
<b>Figure 1.12.</b> Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM.....	23
<b>Figure 1.13.</b> Représentation de la technique d'accès multiple TH-ULB.....	25
<b>Figure 1.14.</b> Représentation d'un symbole en DS-ULB.....	27
<b>Figure 1.15.</b> Canal de propagation et canal de transmission.....	30
<b>Figure 1.16.</b> Canal de propagation en forme de clusters selon le formalisme de Saleh-Valenzuela.....	31
<b>Figure 1.17.</b> Réalisations de la réponse impulsionnelle des canaux du modèle IEEE 802.15.3a, (a) CM1, (b) CM2, (c) CM3, (d) CM4. ....	34
<b>Figure 2.1.</b> Découpage de la bande ULB pour la solution MB-OFDM.....	38
<b>Figure 2.2.</b> Modèle de référence pour les communications ULB.....	39
<b>Figure 2.3.</b> Couche MAC et couche physique .....	39
<b>Figure 2.4.</b> Structures de la trame MB-OFDM .....	40
<b>Figure 2.5.</b> Schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM.....	41
<b>Figure 2.6.</b> Schéma du scrambler .....	42
<b>Figure 2.7.</b> Codeur convolutif : taux de codage $R=1/3$ , longueur de contrainte $K=7$ .....	42
<b>Figure 2.8.</b> Exemple de poinçonnage à l'émission et d'insertion des bits factices à la réception pour $R = 3/4$ , longueur contrainte $K=7$ .....	43
<b>Figure 2.9.</b> Schéma synoptique des trois étapes d'entrelacement.....	44
<b>Figure 2.10.</b> Constellation QPSK pour le système MB-OFDM.....	46
<b>Figure 2.11.</b> Constellations 16-QAM de la modulation DCM pour les débits 320 Mb/s, 400 Mb/s et 480 Mb/s du système MB-OFDM .....	47
<b>Figure 2.12.</b> Modulateur OFDM utilisé dans le système MB-OFDM.....	48

---

<b>Figure 2.13.</b> Insertion des sous-porteuses pilotes, de gardes et nulles .....	49
<b>Figure 2.14.</b> Exemple de codage temps-fréquence pour les systèmes MB-OFDM dans le groupe 1, TFC = {1, 2, 3, 1, 2, 3, ...} .....	51
<b>Figure 2.15.</b> Schéma synoptique de récepteur MB-OFDM.....	52
<b>Figure 3.1.</b> Exemple de caractéristique AM/AM d'un Amplificateur de type SSPA.....	60
<b>Figure 3.2.</b> Bilan énergétique d'un amplificateur de puissance.....	62
<b>Figure 3.3.</b> Les paramètres d'intérêt d'un amplificateur de puissance.....	64
<b>Figure 3.4.</b> Présentation du PAPR à partir d'un signal multi-porteuse .....	69
<b>Figure 3.5.</b> Classification des techniques de réduction du PAPR.....	72
<b>Figure 3.6.</b> Schéma conceptuel des techniques de codage.....	73
<b>Figure 3.7.</b> Schéma de base de la méthode SLM .....	74
<b>Figure 3.8.</b> Schéma de base de la méthode PTS.....	76
<b>Figure 3.9.</b> Schéma de principe de la TR. ....	78
<b>Figure 3.10.</b> Concept de régions admissibles pour la méthode ACE. (a) Constellation 4-QAM, (b) Constellation 16-QAM .....	80
<b>Figure 3.11.</b> Exemple de constellation élargi pour la technique TI .....	84
<b>Figure 3.12.</b> Schéma de principe de la technique Tone Injection.....	85
<b>Figure 3.13.</b> Mesure du gain de réduction du PAPR.....	87
<b>Figure 4.1.</b> Schéma synoptique du système ULB MB-OFDM avec le bloc PDSNT proposé pour la réduction du PAPR, (a) Émetteur MB-OFDM, (b) Récepteur MB-OFDM.....	92
<b>Figure 4.2.</b> Performances de réduction du PAPR de la méthode PDSNT proposée pour différentes valeurs du paramètre $\alpha$ .....	97
<b>Figure 4.3.</b> Performances du BER de la méthode PDSNT proposée pour différentes valeurs du paramètre $\alpha$ dans le canal CM1 avec un AWGN .....	97
<b>Figure 4.4.</b> Performances du BER en fonction du paramètre $\alpha$ de la méthode PDSNT dans un canal CM1 avec un AWGN.....	98
<b>Figure 4.5.</b> Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes SLM, PTS, ACE- AGP, ANNT et PDSNT.....	99
<b>Figure 4.6.</b> Comparaison de variation de BER entre les méthodes ACE-AGP, ANNT et PDSNT dans un canal ULB CM1 IEEE 802.15.3a avec un AWGN.....	100
<b>Figure 4.7.</b> Comparaison des variations du BER entre les méthodes ACE-AGP, ANNT et PDSNT dans un canal ULB CM3 IEEE 802.15.3a avec un AWGN.....	101
<b>Figure 4.8.</b> Complexité de calcul des méthodes SLM, PTS, ACE-AGP et PDSNT, (a) Nombre d'addition réelle, (b) Nombre de multiplications réelles.....	103

---

# Liste des Tableaux

---

<b>Tableau 1.1.</b>	Les capacités de l'ULB par rapport aux autres standards IEEE.....	9
<b>Tableau 1.2.</b>	Les limites de la FCC pour les différents systèmes ULB.....	12
<b>Tableau 1.3.</b>	Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre ensembles de paramètres.....	34
<b>Tableau 2.1.</b>	Caractéristiques d'un symbole MB-OFDM.....	38
<b>Tableau 2.2.</b>	Débits de la solution MB-OFDM et nombre de bits par bloque .....	41
<b>Tableau 2.3.</b>	Paramètres d'entrelacement en fonction des débits.....	44
<b>Tableau 2.4.</b>	Codes temps-fréquence (TFC) pour le groupe 1 pour les premières générations de systèmes MB-OFDM.....	51
<b>Tableau 4.1.</b>	Nombre d'opérations réelles pour SLM, PTS, ACE-AGP, et PDSNT .....	102

# Introduction Générale

---

Ces dernières années, le monde des télécommunications a connu un essor remarquable particulièrement dans le domaine des communications sans fils. Ainsi, la multitude de services sans fils offerts aux utilisateurs à savoir la transmission de la voix, des données ou des contenus multimédias (images, vidéos, ...). Cette évolution spectaculaire dans le domaine des télécommunications a été accompagnée par la demande croissante des utilisateurs en termes de nouvelles applications, de fiabilité ou qualité, de mobilité, de souplesse, et de débits de transmission qui augmentent avec le développement de nouveaux standards et de nouvelles technologies de communication. Cela se traduit par la recherche de techniques offrant la possibilité de transmission de quantités grandissantes d'informations avec une bonne qualité de service en un minimum de temps afin de répondre à la demande toujours croissante du grand public. Pour cela, de nombreux défis technologiques ont été relevés avec notamment l'évolution des techniques de codage ou de modulation.

En parallèle, l'évolution des systèmes communicants a entraîné une augmentation considérable notamment en termes de vitesses de traitement et de tailles de stockage. D'après le théorème de Shannon, il est possible d'accroître les débits de transmissions en augmentant soit la puissance d'émission des signaux, soit en élargissant la bande de fréquences utilisée. Cependant, la multiplication des technologies et standards de communication sans fils (WiFi, WiMAX, UMTS, LTE,...) ces dernières années, a provoqué un encombrement du spectre radiofréquence. De plus, il n'est pas toujours possible d'augmenter les puissances d'émission, ces dernières étant strictement contrôlées par les autorités de régulation pour limiter les risques sanitaires sur les utilisateurs.

Pour répondre à tous ces besoins, une nouvelle technologie appelée Ultra Large Bande (ULB) ou encore *Ultra Wide Band (UWB)* a été proposée pour les communications sans fil très haut débit et à courtes portées. Cette technologie a été adaptée au monde des communications sans fil à la fin des années 80, et a connue actuellement un grand intérêt dans les domaines académique et industriel pour des applications de communication sans fils. Cela est dû à ses nombreux avantages liés à la nature des signaux transmis, et aux larges possibilités offertes en termes de débits. À l'origine, l'ULB basée sur l'émission d'impulsions très courtes permettant d'occuper une très large

bande de fréquences offrant donc la possibilité d'atteindre de très hauts débits de transmission. Dès 2002, l'organisme de réglementation américain du spectre a autorisé l'émission de signaux ULB dans la bande de fréquence 3.1–10.6 GHz pour les communications sans fil avec une puissance limitée à -41.3 dBm/MHz. Ce module de communication ULB, offre donc plusieurs avantages. Parmi ces avantages, on peut notamment citer la possibilité de transmettre des données sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio. Ainsi, la très courte durée des impulsions émises assure une transmission robuste aux effets d'un canal à trajets multiples. Enfin la faible densité spectrale de puissance en émission permet la coexistence de l'ULB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite et améliore aussi la sécurité des communications ULB.

Dans le contexte actuel de forte demande pour des applications multimédia sans fil, l'ULB semble donc une solution innovante et attractive pour les futurs systèmes de communication radio. Deux propositions concurrentielles pour l'ULB haut débit ont été soutenues par deux consortiums industriels. La première proposition dite radio impulsionnelle ULB à séquence directe (DS-ULB) qui repose sur l'émission d'impulsions de très courte durée où le signal est combiné avec la technique d'étalement de spectre par séquence directe. Tandis que l'autre dite multi-bande à porteuses orthogonales ou *Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM)* repose sur la modulation multi-porteuse OFDM.

Parmi les propositions faites, nous nous sommes particulièrement intéressés dans notre travail à la technique MB-OFDM qui présente beaucoup d'intérêt pour les applications ULB haut débit.

Suite à ces études sur l'ULB, l'organisme de normalisation ECMA (*European Computer Manufacturers Association*) a retenu la technique MB-OFDM comme norme internationale pour la couche physique PHY-ULB haut débit sous l'appellation ECMA-368. Cette technique attrayante par ses avantages et ses atouts, a été imposée comme la solution la plus prometteuse pour les communications haut débit ULB.

La technique multi-bande OFDM pour l'ULB haut débit se basant sur la modulation multi-porteuse OFDM présente donc des avantages ainsi que des inconvénients. Les avantages concernent principalement la grande robustesse aux évanouissements rapides due aux trajets multiples, les très hauts débits de transmission de données, la grande souplesse de gestion du spectre radio. En revanche, un des inconvénients

principaux des systèmes fondés sur le format de modulation multi-porteuse OFDM est représenté par les fortes fluctuations en amplitude de l'enveloppe du signal transmis. Ces fluctuations peuvent être caractérisées par un PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) élevé. La transmission de signaux à fort PAPR a une incidence sur les performances des dispositifs non-linéaires, en particulier l'amplificateur de puissance (HPA) dont les non-linéarités d'amplitude et de phase déforment le signal transmis, ce qui engendre des produits d'intermodulation et des remontées spectrales, etc. Plusieurs méthodes permettant d'une part de corriger les effets non-linéaires de l'amplificateur, et d'autre part de réduire le PAPR des signaux OFDM, ont été proposées dans la littérature.

L'objectif de cette thèse est d'étudier l'impact de la non-linéarité sur les performances d'un système de communication MB-OFDM pour l'ULB haut débit et de proposer des techniques permettant de réduire le PAPR en prenant en compte les différentes distorsions liées aux environnements de propagation. Pour ce faire, nous avons proposé une technique dite PDSNT (*Parametric Discrete Sliding Norm Transform*) à faible complexité de calcul permettant d'offrir un bon compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation du BER.

Cette présente thèse est structurée autour de quatre chapitres. Après un historique sur la naissance de cette technologie ainsi que les différentes phases de son évolution, du début confidentiel durant les années 80 et 90 jusqu'à l'abrogation de la confidentialité vers 1994. Dans le premier chapitre consacré à la présentation des principes fondamentaux de la technologie de communication à très large bande ULB, on présente les caractéristiques principales de l'ULB comme les applications envisagées, les réglementations, les avantages et les différents standards de l'ULB. Par la suite on aborde les techniques de transmission dans les systèmes ULB pour les applications, haut et bas débit et on termine par la présentation du canal de propagation radio pour la technologie ULB, des modèles des canaux existants et des caractéristiques principales du canal radio ULB.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de la couche physique d'un système MB-OFDM proposée par l'Alliance WiMedia pour l'ULB haut débit. Ce système a été retenu comme base de travail pour les travaux présentés dans cette thèse. Tout d'abord, une description générale du système de communication MB-OFDM est donnée incluant le découpage du spectre ULB et les paramètres originaux du système MB-OFDM

tels que définis par l'Alliance WiMedia. La couche physique MB-OFDM (PHY-ULB) spécifiée par la norme ECMA-368 est aussi développée. Ensuite, l'architecture de l'émetteur et du récepteur du système MB-OFDM est détaillée. Enfin, une analyse critique du système MB-OFDM met en évidence les avantages de cette technique mais également les inconvénients (problème du PAPR) nécessitant d'être améliorés.

Le troisième chapitre de thèse expose les problèmes liés à l'amplificateur de puissance ainsi que les méthodes proposées dans la littérature notamment celles basées sur la réduction du PAPR. De manière plus vaste, il traite des généralités sur les amplificateurs de puissance à savoir, la caractéristique de transfert qui traduit les relations entrées/sorties, de rendement, des modèles comportementaux couramment utilisés ainsi que l'influence des non-linéarités de l'amplificateur sur les systèmes basés sur l'OFDM. Ensuite, le chapitre aborde la définition du PAPR des signaux OFDM ainsi que les différentes études qui ont tenté de caractériser les fonctions de distribution de cette métrique. De plus, les trois catégories de méthodes de réduction du PAPR sont présentées et classifiées, à savoir les techniques de codage, les techniques probabilistes et les techniques dites d'ajout de signal. Les méthodes les plus connues de ces catégories sont présentées comme le PTS (*Partial Transmit Sequence*), le SLM (*Selected Mapping*), l'écrêtage et filtrage, la TR (*Tone Reservation*), l'ACE (*Active Constellation Extension*) et ses variantes. Enfin, nous définissons les différents critères de mérite à savoir la réduction du PAPR, la dégradation du taux d'erreur binaire (BER), la complexité, permettant d'évaluer les performances de technique de réduction du PAPR.

Le quatrième chapitre est focalisé sur la méthode PDSNT proposée pour la réduction du PAPR d'un système de communication ULB MB-OFDM. Dans ce chapitre, après avoir donné une description détaillée de la méthode PDSNT proposée et sa mise en œuvre à l'émetteur et le récepteur, nous évaluons les performances de cette méthode proposée en termes de réduction du PAPR, de dégradation du BER et également en termes de complexité de calcul. Ces performances seront respectivement comparées à des techniques qui existent dans la littérature dans le contexte ULB MB-OFDM.

Enfin la conclusion générale présente la principale contribution de ce travail portant essentiellement sur la réduction du PAPR d'un système de communication MB-OFDM pour l'ULB haut débit. Les perspectives à donner à ce travail sont ensuite présentés pour clôturer ce manuscrit.

# Chapitre 1

## État de l'Art sur la Technologie ULB

---

### 1.1 Introduction

La technologie ULB (*Ultra Large Bande*) dite UWB (*Ultra Wide Band* en anglais) est un terme générique utilisé pour désigner une technique de transmission radio qui a été étudiée sous différentes appellations depuis le milieu du 20<sup>ème</sup> siècle. On peut citer les termes *impulse radio* (radio impulsionnelle), *carrier-free radio* (radio sans porteuse), *base band radio* (radio en bande de base), *time domaine radio* (radio dans le domaine temporel), *non sinusoïde radio* (radio non-sinusoïdale) et *large relative bandwidth radio* (radio à grande largeur de bande relative) [1]. Ce n'est qu'en 1989 que le terme Ultra Large Band (ULB) a été introduit par le département américain de la défense. Dans ce chapitre, nous présentons en premier lieu la définition de la technologie ULB et son évolution historique, ses caractéristiques principales sont développés (applications envisagées, les réglementations et ses avantages). Nous abordons ensuite les techniques de transmission utilisées par l'ULB pour les applications haut et bas débit. Nous terminerons le présent chapitre par une présentation de modèle du canal de propagation ULB et une conclusion.

### 1.2 Définition d'un Signal ULB

La première définition d'un signal de type ULB est introduit en février 2002 par la FCC (*Federal Communication Commission*), l'organisme américain de régulation du spectre radio, et présentée dans le premier rapport de l'usage commercial de la technologie ULB qui intitulé «*First Report and Order*» [2]. Cette définition est basée sur la largeur de la bande fractionnelle définie par Taylor en 1995 [3] par :

$$B_{f,10dB} = \frac{f_H - f_L}{f_c} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (1.1)$$

où  $f_c$  représente la fréquence centrale définie par  $f_c = (f_H + f_L)/2$ ,  $f_H$  et  $f_L$  représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure à -10 dB du spectre du signal ULB.

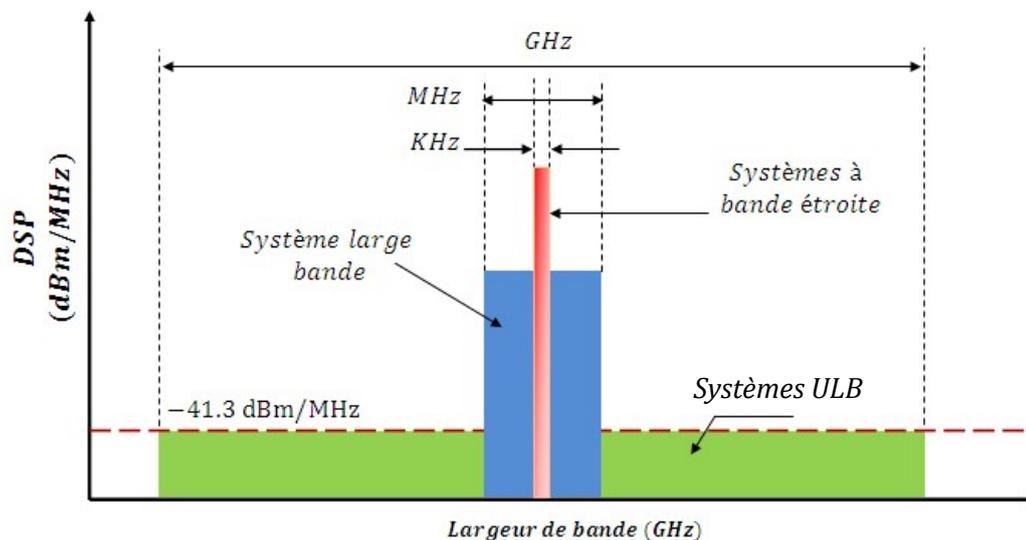
De manière plus précise, selon la définition approuvée par la FCC, un signal est dit ultra large bande s'il satisfait l'une des conditions suivantes [3] :

- ✚ Une largeur de bande relative à -10dB supérieure à 20% de la fréquence centrale.
- ✚ Une largeur de bande absolue ( $B_f = f_H - f_L$ ) à -10 dB supérieure ou égal à 500MHz.

Par contre, les systèmes dont les bandes sont étroites, leur spectre ne dépasse pas 1% de la fréquence centrale, et entre les deux, nous trouvons les systèmes dont le spectre est large bande qui est entre 1% jusqu'à 20% de la fréquence centrale.

Depuis février 2002, la FCC a autorisé l'utilisation de la bande de fréquence entre 3.1 et 10.6 GHz pour la transmission ultra large bande non licenciée mais avec une faible puissance d'émission limitée à  $-41.3$  dBm/MHz [3]. Cette faible puissance permet la coexistence de système ULB avec d'autres systèmes sans fil à cette bande étroite et améliore aussi la sécurité des signaux ULB transmis.

La figure 1.1 présente une comparaison entre l'occupation spectrale d'un système ULB et les différents systèmes à bande étroite existants.



**Figure 1.1:** Comparaison entre l'occupation spectrale d'un système ULB et les différents systèmes à bande étroite existants.

### 1.3 Historique de l'ULB

L'Ultra Large Bande n'est pas vraiment une nouvelle technologie; en fait, elle a été utilisée la première fois par Guglielmo Marconi en 1901 pour transmettre le code morse à travers l'atlantique [4]. À cette époque, les premières recherches dans le domaine de l'ULB se sont concentrées sur les applications radar en raison de la nature large bande des signaux qui autorisent un fort pouvoir de résolution temporelle.

En 1969, Henning Harmuth de la Catholic University of America publie un document [5] basé sur la conception d'émetteurs et de récepteurs de signaux non-sinusoïdaux dans le domaine de radars. En 1973, Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins déposent pour Sperry Rand Corporation le premier brevet sur un système global de communications reposant sur l'émission et la réception d'impulsions en bande de base d'une durée inférieure à la nanoseconde [6]. Ce brevet est considéré comme le premier dans le domaine des communications ULB. En 1974, Morey a conçu un système radar ULB pour la pénétration du sol, qui plus tard devenu un succès commercial de l'entreprise Geophysical Survey Systems, Inc (GSSI). D'autres conceptions de radar ULB sont suivies. En 1978, Bennett et Ross présentent les méthodes connues de génération d'impulsions. Durant ces années, l'utilisation de cette technologie a été limitée aux militaires et aux applications de département de la défense (DoD) des États-Unis, dans le cadre des programmes confidentiels tels que les communications hautement sécurisées.

En 1990, le département de la défense des États-Unis a publié les résultats de son évaluation de la technologie ULB concentrée exclusivement sur les systèmes radar étant donné qu'aucune application de l'ULB aux systèmes de communication n'était alors envisagée [7]. Suite à ce rapport, des recherches ont été menées sur les signaux ULB pour l'application à la communication radio, notamment avec les travaux de Sholtz [8] qui mettent à profit les principales caractéristiques de cette technologie. À partir de 1994 les projets américains ne sont plus confidentiels. Ce fait marquera, d'abord aux États-Unis puis dans le monde complet, le démarrage des travaux de recherche sur la technologie ULB et ses applications dans les communications sans fil. Dès 1994, le domaine de communications subit une évolution considérable avec l'explosion de l'économie de l'Internet et des télécommunications d'un côté, et l'avènement des microprocesseurs et des semi-conducteurs dans le domaine des communications d'un

autre côté. Cette évolution a rendu répondeur chez le grand public et a permis l'usage commercial de la technologie ULB [9].

Plus tard, en février 2002, la commission fédérale des communications FCC aux États-Unis a publié le premier rapport de réglementation «*R & O*» pour l'usage commercial de la technologie ULB. Après de cette date, l'émission des signaux ULB pour les communications est autorisée dans la bande fréquentielle [3.1 GHz – 10.6 GHz] sous des strictes limites de puissance d'émission [10]. En revanche, la FCC ne statue pas sur le type de modulation à utiliser. C'est pourquoi dès 2003 nous voyons émerger la proposition d'un standard nommé IEEE 802.15.3a. Cette proposition met en rivalité deux types de modulation: la première est soutenue par Motorola et Xtreme Spectrum [11]. Elle utilise les techniques de type impulsionnel appelées accès multiples par répartition en code (AMRC), qui sont également connues sous le nom de Code Division Multiple Access (CDMA). La seconde utilise une modulation de type multi-bandes à porteuses orthogonales (MB-OFDM) ou *Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. Elle est portée par l'alliance MultiBand OFDM Alliance-Special Interest Group(MBOA-SIG) [12]. La proposition IEEE 802.15.3a sera finalement reprise et adoptée par l'ECMA (*European Computer Manufacturers Association*) en 2005 [13]. Les systèmes de type MB-OFDM seront finalement préconisés. Cependant, les derniers travaux de recherche menés sur l'ULB montrent que l'OFDM semble être la meilleure option pour le standard IEEE 802.15.3a où la transmission de données est à très haut débit.

## 1.4 Avantages de la technologie ULB

La technologie Ultra large bande (ULB) est différente des autres techniques de communication parce qu'elles utilisent des impulsions radio extrêmement étroites pour la transmission et la réception d'informations. L'utilisation d'impulsions à courte durée comme module pour les communications produit directement une largeur de bande de fréquence très grande et offre donc plusieurs avantages, à savoir le haut débit, la sécurité, la forte robustesse au brouillage et la coexistence avec des services radio existes [14]. Dans cette section, nous rappelons quelques avantages pour la technologie ULB liés à cet emploi.

### 1.4.1 Le haut débit

La transmission à des débits élevés, est peut-être l'avantage le plus important de la grande largeur de bande utilisée dans technologie ULB. La capacité du canal, ou le débit, est définie comme la quantité maximum de données qui peuvent être transmises par seconde au-dessus d'un canal de transmission. La formule célèbre du Hartley-Shannon [15] pour la capacité de canal maximum est exprimée par :

$$C = B \times \log_2(1 + SNR) \quad (1.2)$$

Où  $C[b/s]$  est la capacité théorique d'un canal en fonction de sa bande passante  $B[Hz]$  et de son rapport signal sur bruit  $SNR$  (*Signal to Noise Ratio*). Il apparaît que le facteur le plus déterminant pour augmenter la capacité d'un canal est la bande passante. En effet, la capacité est directement proportionnelle à la bande passante alors qu'elle est reliée au rapport signal à bruit par un logarithme en base deux. D'autre part, cette formule montre également que même avec des puissances très faibles il est possible d'obtenir des débits très élevés.

	Les standards IEEE						
	WLAN			Bluetooth	WPAN	ULB	ZigBee
	802.11a	802.11b	802.11g	802.15.1	802.15.3	802.15.3a	802.15.4
<i>Fréquence Opérationnelle</i>	5 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	3.1-10.6 GHz	2.4 GHz
<i>Débit Maximal (Mb/s)</i>	54 Mb/s	11 Mb/s	54 Mb/s	1 Mb/s	55 Mb/s	>100 Mb/s	250 Kb/s
<i>Distance Maximale (m)</i>	100 meters	100 meters	100 meters	10 Meters	10 meters	10 Meters	50 meters

**Tableau 1.1** : Les capacités de l'ULB par rapport aux autres standards IEEE.

### 1.4.2 La faible complexité/Le faible coût

Dans les systèmes ULB radio impulsionnelle, l'information est codée par des modulations numériques pour la transmission des impulsions. Dans ce cas l'émetteur/récepteur ULB ne comprend aucun oscillateur de haute qualité, ni synthétiseur à boucle à verrouillage de phase, ni mélangeur. Cela se traduit par la possibilité de concevoir des architectures d'émission et de réception relativement simple et satisfaire la contrainte de faible coût.

### **1.4.3 La possibilité du travail avec un faible SNR**

Le théorème de Shannon indique que la capacité du canal est directement proportionnel à la largeur de la bande passante, et dépend au logarithmique du rapport signal sur bruit. Par conséquent, les systèmes de communication ULB sont capables de travailler dans des conditions difficiles avec faible SNR et offrent toujours une grande capacité de canal en raison de leur large bande passante.

### **1.4.4 L'immunité aux trajets multiples**

La technologie ULB a une faible susceptibilité à l'évanouissement due à la propagation par trajets multiples. En effet, l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples peut réduire l'efficacité des systèmes de communication classiques (non ULB). Dans le cas des communications ULB, le signal transmis possède une grande largeur de bande (résolution temporelle très fine) et, comme la fenêtre d'observation au récepteur est étroite, les réflexions multiples avec des retards inférieurs à la nanoseconde peuvent être résolues et exploitées de manière constructive pour donner un gain comparable à celui d'une propagation par trajet unique direct. Cependant, cette immunité face aux multi-trajets dépend essentiellement de l'environnement de propagation, de l'application et du nombre d'impulsions transmises par donnée émise.

### **1.4.5 La capacité pénétration des obstacles**

Les signaux ULB ont la capacité de pénétrer les matériaux (bétons, plâtre, brique), les sols, les murs, et ainsi les tissus biologiques. Ils permettent aussi une localisation de grande précision. Cette propriété permet d'envisager des applications supplémentaires comme la localisation et la poursuite des objets [16].

### **1.4.6 La sécurité d'information**

Les signaux ULB sont plus discrets et potentiellement plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunication classiques, parce qu'ils occupent une grande largeur de bande et ainsi présentent une très faible densité spectrale de puissance. Ils peuvent être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classiques, et peuvent être transmis avec un code de synchronisation unique à des millions de bits par seconde.

Ces caractéristiques permettent la transmission protégée de signaux avec une faible probabilité de détection et une faible probabilité d'interception.

## **1.5 Réglementations de l'ULB**

Avant l'introduction d'une nouvelle technologie de communication sans fil sur le marché, une phase de réglementation de spectre radio est nécessaire pour allouer les ressources spectrales, définir les niveaux d'émission et ainsi assurer la cohabitation avec les systèmes existants. Bien que la technologie ULB typique pourrait utiliser une partie du spectre fréquentiel déjà allouées à des services radio opérationnels. Par conséquent, les dispositifs radio ULB, malgré leur niveau de puissance émise qui est extrêmement faible, pourraient être une source potentielle d'interférence avec les services radio actuels, et doivent donc prouver leur capacité de coexistence avec les autres services radio. Un des problèmes les plus importants dans les communications ULB est la bande de fréquence utilisée. Du fait de l'utilisation d'un très large spectre fréquentiel, les systèmes ULB devraient fonctionner hors licence. Plusieurs systèmes, opérant dans des bandes incluses dans la bande du signal ULB, existent. La question qui se pose est de savoir si les systèmes ULB peuvent partager le même spectre radio avec les applications et les utilisateurs existants. Et aussi quelles fréquences limites d'émission aussi bien basse que haute doit-on imposer aux systèmes ULB ? Est-il nécessaire d'établir une caractéristique relative de temps pour la durée de l'impulsion ainsi que sa fréquence de répétition ? En plus si ces systèmes prolifèrent quel pourra être l'ensemble des effets de l'indépendance des signaux ULB ?

Voici tant de questions que plusieurs organismes gouvernementaux tentent de solutionner en vue d'un déploiement effectif de ces systèmes. L'organisme américain FCC a été le premier à évoquer la question de la réglementation des systèmes ULB. Ensuite, des comités de réglementation du spectre en Europe et en Asie ont suivi pour gérer efficacement la plage de fréquences de ces systèmes.

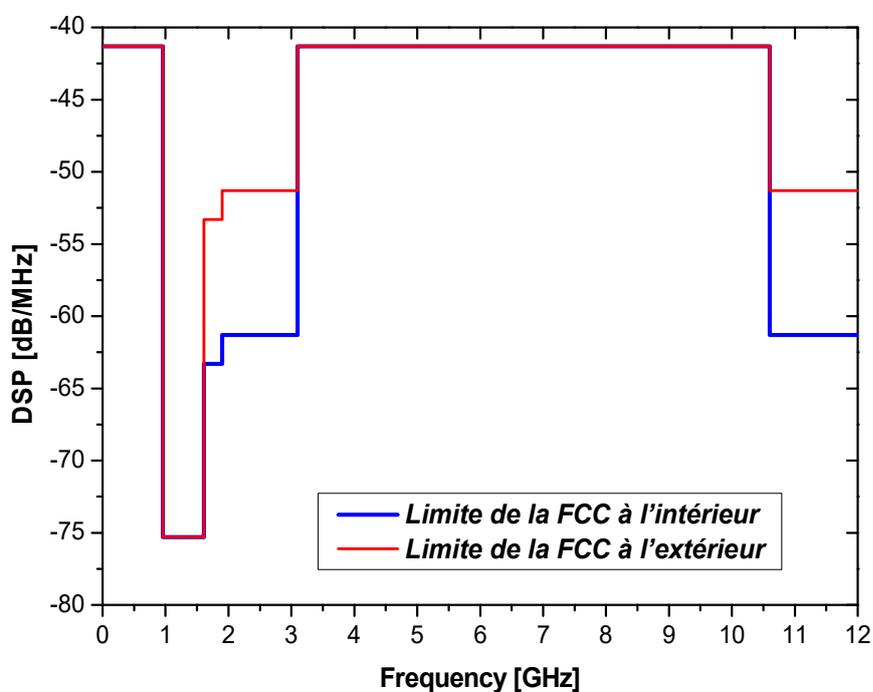
### **1.5.1 Régulation de l'ULB aux USA**

Aux États-Unis, l'organisme chargé de la réglementation du spectre FCC a entamé le processus de régulation de l'ULB dès 1998 pour les usages commerciaux privés, amateurs, étiques et pour la sécurité publique locale. En février 2002, la FCC a publiée

les règles générales de la technologie ULB qui ont fixé les limitations sur le rayonnement en ULB et, a aussi autorisée la commercialisation de la technologie. Elle a limitée les niveaux d'émission des signaux ULB pour les communications à  $-41.3$  dBm/MHz sur la bande de fréquence de 3.1GHz à 10.6 GHz, a également définit les limites sur la densité spectrale de puissance (DSP) pour les diverses applications potentiellement envisagées pour l'ULB comme résumé dans le tableau 1.2. [2].

Applications			Bande de fréquence de fonctionnement (GHz)					
			0.96 à 1.61	1.61 à 1.99	1.99 à 3.1	3.1 à 10.6	10,6 à 22.0	22,0 à 29.0
PIRE (dBm/MHz)	Communication	Intérieur	-75.3	-53.3	-51.3	-41.3	-51.3	-51.3
		Extérieur	-75.3	-63.3	-61.3	-41.3	-61.3	-61.3
	Système d'imagerie	-53.3	-51.3	-41.3	-41.3	-41.3	-51.3	
Radar véhiculaire			-75.3	-63.3	-63.3	-63.3	-41.3	-41.3

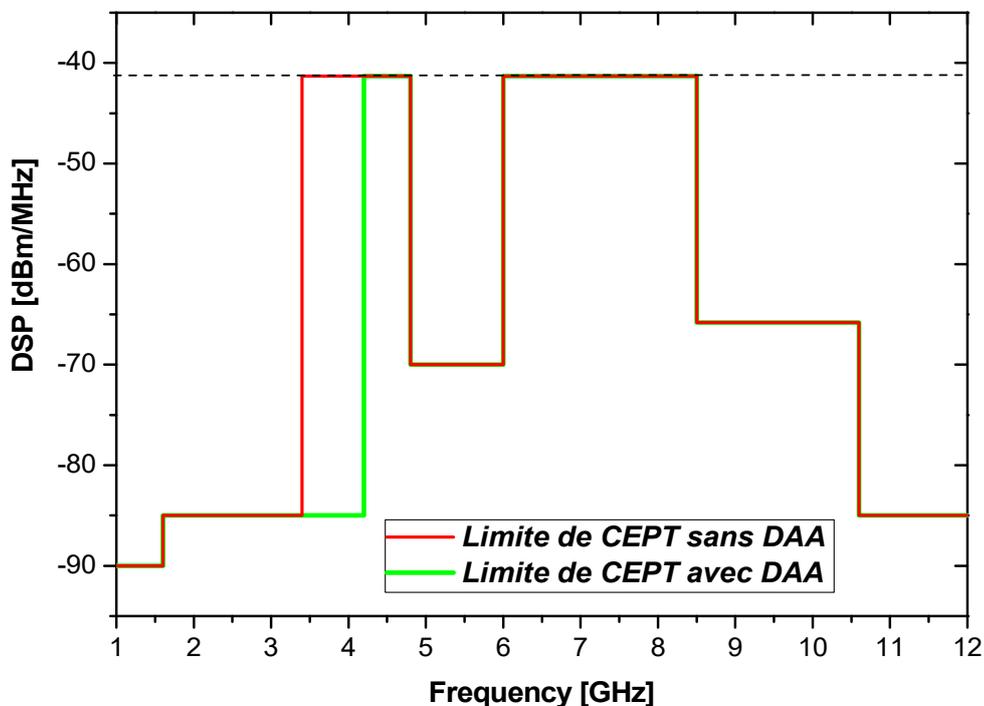
**Tableau 1.2** : Les limites de la FCC pour les différents systèmes ULB.



**Figure 1.2** : Les limites de la FCC pour les systèmes de communication ULB à l'intérieur et à l'extérieur.

## 1.5.2 Régulation de l'ULB en Europe

En Europe, le comité d'électronique et de communications (ECC) de la Conférence des Administrations des Postes et des Télécommunications Européens (CEPT), qui travaille depuis l'année 2001 a établi le rapport technique qui traite les conditions de protection du système de communication radio de la proposition des applications d'ULB. La première proposition de l'ECC a été accomplie en octobre 2005; préservant les principales définitions de FCC. Néanmoins, il propose différentes limites de puissance dans la partie inférieure du spectre comparé aux masques de FCC. En février 2006 [17], la deuxième proposition a été accomplie. Deux sous-bandes ont été proposées, la bande inférieure s'étendant de 3.4GHz à 4.8GHz serait autorisée avec un niveau d'émission de -41.3dBm/MHz si le DAA (Detect and Avoid) ou bien (détection et évitement) mécanisme de protection est disponible, autrement il devrait être -85dBm/MHz dans la marge de fréquence de 3.4GHz à 3.8GHz et à 70 dBm/MHz dans la bande de fréquence 3.8GHz à 4.2GHz [18]. Le niveau d'émission des signaux ULB dans la haute bande s'étendant de 6GHz à 8.5GHz est -41dBm/MHz sans protection de DAA [19]. De même, la marge de fréquence de 4.2GHz à 4.8GHz serait provisoirement gardée jusqu'au 30 juin 2010. La figure 1.3 représente le masque proposé par le CEPT en février 2006.



**Figure 1.3 :** Les limites de la CEPT pour les systèmes de communication ULB.

### 1.5.3 Régulation de l'ULB à l'Asie Pacifique

En Asie, certains pays comme le Japon, la Corée, et Singapour ont mis sur pied leur propre masque.

- **Au Japon**

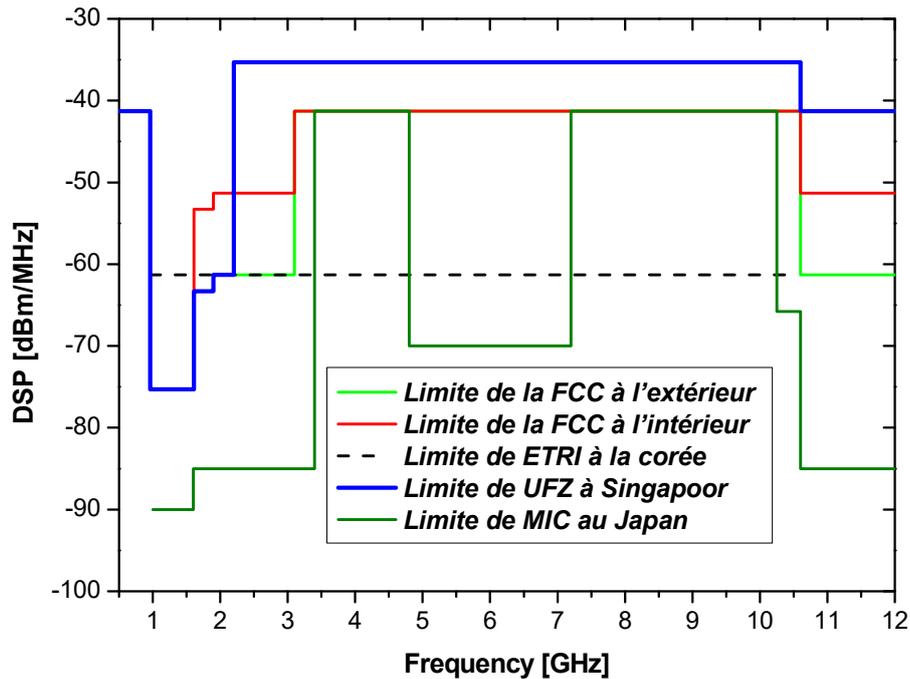
Au Japon, en août 2005, le ministère de l'intérieur et de la communication (MIC) en charge de la réglementation des télécommunications a autorisé l'émission de signaux ULB sans licence. Dans un premier temps, cette autorisation concerne les bandes 3.4 à 4.8 GHz et 7.5 à 10.25 GHz avec les mêmes contraintes en puissance que la FCC.

- **En Corée**

L'institut de recherche de l'électronique et de télécommunications (ETRI) a recommandé les masques à un niveau d'émission beaucoup plus bas que le masque de FCC (5GHz à 10.25 GHz) avec les mêmes contraintes en puissance que la FCC (41.3 dBm).

- **Au Singapour**

En février 2003, le groupe de régulation *Infocomm Development Authority* (IDA) a autorisé l'émission des signaux ULB pour une période expérimentale. Ces émissions sont soumises au respect d'un masque favorable que celui de la FCC mais uniquement dans une zone géographique appelée *UWB friendly zone* (UFZ) qui est située au cœur du pôle de recherche et de développement à Singapour. Cette action a pour but d'étudier la coexistence des systèmes ULB avec les applications existantes et d'utiliser ces expérimentations pour la réglementation ultérieure autorisant le déploiement de l'ULB à des fins commerciales. Les propositions d'ULB au Japon, en Corée, et au Singapour avec celles de la FCC sont illustrées sur la figure 1.4.



**Figure 1.4:** Les limites proposées en Asie pour les systèmes ULB.

## 1.6 Applications de la technologie ULB

La technologie ULB présente une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications qui sont généralement classées en trois catégories [20].

### 1.6.1 Les systèmes d'imagerie radar

Cette catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (*GPR: Ground Penetrating Radar*), d'imagerie de l'intérieur des murs et à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour la construction et les réparations à domicile, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. La bande de ces systèmes doit être inférieure à 960MHz ou comprise entre 1.99 et 10.6 GHz.



**Figure 1.5 :** Exemple d'un système ULB d'imagerie à travers les murs.

### 1.6.2 Les systèmes radars de véhicule

Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes radar de véhicule peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule. Certains dispositifs radar de véhicule installés sur des voitures de luxe ont fait leur apparition dans des salons de l'automobile.

### 1.6.3 Les systèmes de surveillance

Système établissant un champ RF stationnaire, permettant de détecter l'intrusion de personnes ou d'objets. Les systèmes de surveillance ULB doivent opérer entre 1.99GHz et 10.6GHz, et uniquement dans le cadre de licences d'utilisation restreinte.

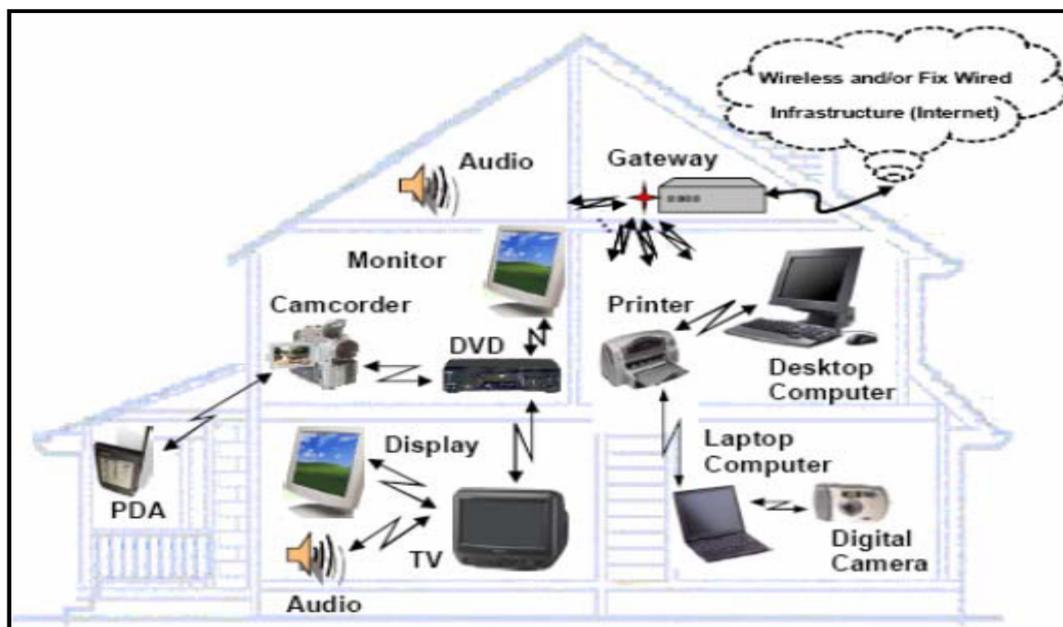
### 1.6.4 Les systèmes de communication

Les systèmes de communication, étudiés plus en détail dans la partie suivante, sont divisés en deux catégories : les appareils de type *indoor* (*intérieur*), définis par le fait qu'ils nécessitent une infrastructure fixe (*e.g.* le secteur électrique) et les *handheld* (portatifs). Les principales différences entre ces deux catégories concernent le masque d'émission ainsi que quelques contraintes protocolaires.

### 1.6.5 Les réseaux de communication WPAN

Le réseau personnel sans fil WPAN (*Wireless Personal Area Network*) concerne les réseaux sans fil d'une faible portée, de l'ordre de quelques mètres. Ce type de réseau sert

généralement à relier des périphériques (imprimante, téléphone portable, appareils domestiques,...etc) ou un assistant personnel (PDA) à un ordinateur sans liaison filaire ou bien permettre la liaison sans fil entre deux machines très peu distantes.



**Figure 1.6 :** Les réseaux personnels sans fil (WPAN).

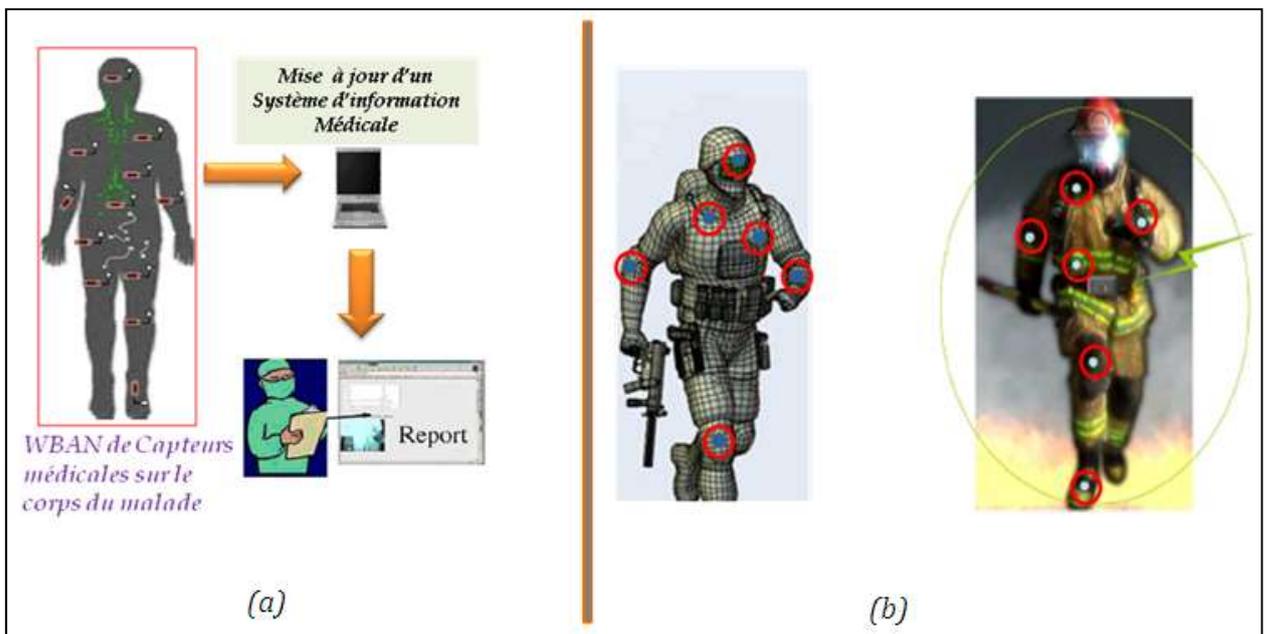
### 1.6.6 Les réseaux de capteurs WBAN

Les réseaux BAN (*Body Area Network*) visent à remplacer les câbles autour du corps humain rencontrés dans diverses applications. Le plus souvent, les BAN sont associés à des applications et des scénarios dans lesquels plusieurs capteurs et équipements électroniques peuvent recueillir et regrouper des informations d'ordre physiologique et prendre des mesures en conséquence, échanger des données, les stocker, les enregistrer ou les transmettre à une unité distante. Les différents éléments du réseau peuvent être localisés à l'intérieur du corps, portés sur le corps, dans les vêtements ou encore dans le voisinage proche du corps.

La plupart des réseaux qui existent aujourd'hui sont liés aux applications médicales, mais le BAN ambitionne d'explorer un champ d'applications plus large tels que la localisation, le sport ou encore le multimédia. Les éléments du réseau doivent être en mesure de communiquer les uns avec les autres en utilisant la même interface air, quelques soient les applications visées.

Le défi avec les BAN est de mettre en œuvre les mesures nécessaires pour que chaque élément puisse trouver sa place dans le réseau, et que chaque application ait assez de ressources pour fonctionner correctement suivant deux contraintes majeures : une transmission à très faible puissance et à débit variable.

Le réseau est muni d'un coordinateur qui est le dispositif le plus apte à prendre des décisions et contrôler le réseau. Il doit pouvoir collecter des informations, les expédier à l'intérieur ou en dehors du réseau et gérer l'utilisation des ressources spectrales dans le temps. La figure 1.7 montre le schéma d'un réseau BAN avec son coordinateur.



**Figure 1.7:** WBAN (Wireless Body Area Network), (a) La Telemedicine, (b) Les uniformes Intelligents

## 1.7 Les standards de l'ULB

Depuis la réglementation du spectre radio de la technologie ULB en février 2002 par le FCC, un processus de standardisation s'est mis en place aux États-Unis. Deux groupes de travail ont été constitués par l'IEEE pour proposer des normes ou standards pour les communications radio ULB. Le premier pour les communications radio bas débit des réseaux WPAN sous l'appellation IEEE 803.15.4a en 2004 [21] et le second pour les communications radio haut débit sous l'appellation IEEE 802.15.3a en 2003 [22]. Nous allons présenter dans cette section quelques spécificités de ces deux standards.

### 1.7.1 Le standard IEEE 802.15.3a

Le standard 802.15.3a vise les applications hauts débits et courtes portée autour de la bande de fréquence sans licence de 2.4 GHz, tel que les réseaux sans fil personnel (WPANs). Ces applications demandent en général des débits de transmission importants et imposent des contraintes de qualité de services. Le groupe de travail du standard IEEE 802.15.3a a été mise en place pour produire les spécifications d'une couche physique (PHY) et d'une couche Medium Access Control (MAC) pour répondre aux exigences des débits et respecter les contraintes de coexistence avec les autres systèmes radio. Il a été dissout en 2006, suite à la situation de blocage due à l'opposition de deux consortiums (*WiMedia Alliance* et *UWB Forum*) défendant des techniques incompatibles [23]. Ces techniques étaient l'une repose sur l'étalement du spectre à séquence directe (DS-ULB) proposée par le consortium *UWB Forum* et l'autre sur la modulation multi-bandes OFDM (Multiband OFDM Alliance : MBOA) proposée par l'*Alliance WiMedia*.

Suite à l'arrêt des activités du groupe de travail 802.15.3a, l'Alliance WiMedia a approuvé deux standards pour les systèmes à modulation multi-bande OFDM via une association industrielle pour la normalisation dans les technologies de l'information de la communication et de l'électronique (*Ecma International*) en décembre 2005. Il s'agit du standard ECMA-368 pour les couches MAC et physique PHY ULB haut débit et du standard ECMA-369 pour l'interface MAC-PHY de ECMA-368 [24, 25].

### 1.7.2 Le standard IEEE 802.15.4a

Parallèlement aux travaux du groupe 802.15.3a, un groupe de travail IEEE 802.15.4a a proposé un standard en août 2004, pour les communications bas débit longue portée (250 Kb/s à 100m) dédiés aux réseaux personnels sans fil (WPAN). Cette proposition a pour objective de définir une couche physique adaptée aux communications sans fil ULB bas débit et permet aussi d'introduire la fonction de géolocalisation de haute précision (résolution ordre de quelques dizaines de centimètres) avec une très faible consommation d'énergie [26]. En pratique, l'adoption du standard IEEE 802.15.4a en 2007 [21] fait intervenir deux couches physiques. La première est la couche PHY, basée sur la radio impulsionnelle ultra large bande (IR-ULB) pour les systèmes de communications et/ou de localisation, et la deuxième basée sur l'étalement de spectre *Chirp Spread Spectrum (CSS)* pour les communications uniquement.

## 1.8 Les techniques de transmission pour l'ULB

### 1.8.1 Les différentes techniques ULB

L'organisme américain de réglementation du spectre FCC a imposé un masque d'émission de signaux radio ULB et a autorisé l'utilisation de différents signaux dans le domaine des communications. Cependant, plusieurs techniques de transmission ont été proposées pour l'ULB. Nous citerons d'une part, la technique dite mono-bande ou radio impulsionnelle ULB (IR-ULB) qui consiste à utiliser toute la bande de fréquences disponible. D'autre part, la technique multi-bande ULB (MB-OFDM) consiste à subdiviser la bande de fréquence en plusieurs sous-bandes pour transmettre l'information, et la modulation utilisée dans chaque sous-bande est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Dans cette thèse, nous nous focaliserons essentiellement sur la technique MB-OFDM à haut débit.

#### 1.8.1.1 Technique radio impulsionnelle ULB (IR-ULB)

La radio impulsionnelle ULB (RI-ULB) ou *Impulse Radio-Ultra Wide Band* (IR-UWB), a été introduite par Robert Scholtz en 1993 [8]. Son concept est inspiré du principe des systèmes Radar qui repose sur l'émission d'impulsions de très courte durée temporelle (quelques centaines de picosecondes). Typiquement, ce type d'impulsions occupe un spectre très large (quelques GHz). Ces impulsions doivent respecter le masque d'émission en puissance imposé par la FCC. Pour assurer l'accès multiple dans les systèmes de communication ULB, la transmission d'impulsion radio est basée sur la technique d'étalement du spectre où le signal est combiné avec la technique d'étalement du spectre par séquence directe (DS-ULB) ou par saut temporel (TH-ULB).

#### 1.8.1.2 Technique multi-bande OFDM (MB-OFDM)

La définition de l'ULB écrite par l'organisme américain FCC ne limite pas l'émission et la réception d'informations par des signaux ULB aux impulsions radio très brèves. Elle ouvre la voie à d'autres alternatives, c'est-à-dire aux modèles non-impulsifs. En effet, la technique multi-bande se caractérise par l'utilisation du spectre ULB proposée en normalisation par le groupe industriel *Multi-Band OFDM Alliance* (MBOA) [22]. Elle sera présentée en détail dans le chapitre suivant qui lui est consacré. Cette solution basée sur le découpage du spectre défini par FCC en 14 sous-bandes de 528 MHz chacune, qui sont

réparties en cinq groupes différents. Cette modulation n'utilise qu'un seul des cinq groupes, et dans ce groupe, un utilisateur n'occupe qu'une bande à la fois. Par ailleurs, l'allocation des bandes aux utilisateurs est gérée par un code temps-fréquence (TFC) qui a pour rôle de minimiser les collisions entre les différentes communications [27]. Enfin, chaque sous-bande est découpée en 128 sous-porteuses de 4 MHz afin de former un symbole OFDM. Deux types de constellations sont appliqués à chaque sous-porteuse d'un symbole OFDM : la modulation de phase à quatre états (QPSK) et la double modulation de porteuse (DCM). Cette technique offrant des débits allant de 53.3 à 480 Mb/s. Pour cela, la MB-OFDM est désignée pour les applications de communications sans fil haut débit et à courte portée.

Cette technique multi-bande présente de nombreux intérêts. Premièrement, elle permet à chaque utilisateur de bénéficier d'une indépendance en fréquence liée à une bande bien plus large. Deuxièmement, elle offre plus de robustesse pour la gestion du spectre radio. Comparativement à la technique radio impulsionnelle ULB, le MB-OFDM est plus robuste aux interférences du fait de leur occupation fréquentielle large bande.

Les avantages de la technique d'accès radio MB-OFDM résident principalement dans sa relative faible complexité d'implémentation grâce à l'utilisation de modulation OFDM, qui présente en effet un grand degré de maturité du fait de son utilisation dans de nombreux standards de télécommunications. Le signal OFDM a aussi l'avantage d'offrir une meilleure robustesse vis à vis du canal sélectif en fréquence. Ainsi, en réception il permet une récupération efficace de l'énergie contrairement à des techniques nécessitant un récepteur type Rake dont le nombre de doigts sera limité pour des raisons de complexité [28]. D'autre part c'est la seule technique de communication ULB qui bénéficie actuellement d'une norme internationale, sous l'appellation ECMA-368, disponible depuis fin 2005[24].

## **1.8.2 Les formes des impulsions**

La technologie radio impulsionnelle ULB est basée généralement sur la transmission et la réception d'impulsions de très brève durée de l'ordre de quelques centaines de picosecondes. Dans la littérature, plusieurs formes d'impulsions peuvent être utilisées. Parmi elles, on peut citer la gaussienne et ses dérivées d'ordre supérieures [29], et les formes d'impulsions orthogonales telles que les polynômes modifiés de Hermite [30]. La forme des impulsions généralement retenue pour les communications ULB est

gaussienne. Cependant, le principal défaut de l'impulsion gaussienne réside dans sa valeur moyenne non nulle, qui correspond dans le domaine fréquentiel à une composante continue importante. C'est pourquoi le choix est souvent orienté vers sa dérivée première (appelé monocycle gaussien) ou sur sa dérivée seconde, que nous illustrons sur la figure 1.8. L'impulsion gaussienne est décrite par le modèle mathématique de l'équation suivante :

$$g(t) = \sqrt{\frac{2E_g}{\sqrt{\pi}\sigma}} \times e^{\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (1.3)$$

où  $E_g$  est l'énergie de l'impulsion ( $E_g = 1$  pour simplification) et  $\sigma$  est l'écart-type. Par l'application de la transformée de Fourier (TF), la représentation fréquentielle de l'impulsion gaussienne est donnée par l'expression (1.4) :

$$G(f) = \sqrt{2E_g \sqrt{\pi}\sigma} \times e^{\left(-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}\right)} \quad (1.4)$$

Les dérivées  $n^{\text{ème}}$  successives de l'impulsion gaussienne s'expriment récursivement à partir de l'expression suivante :

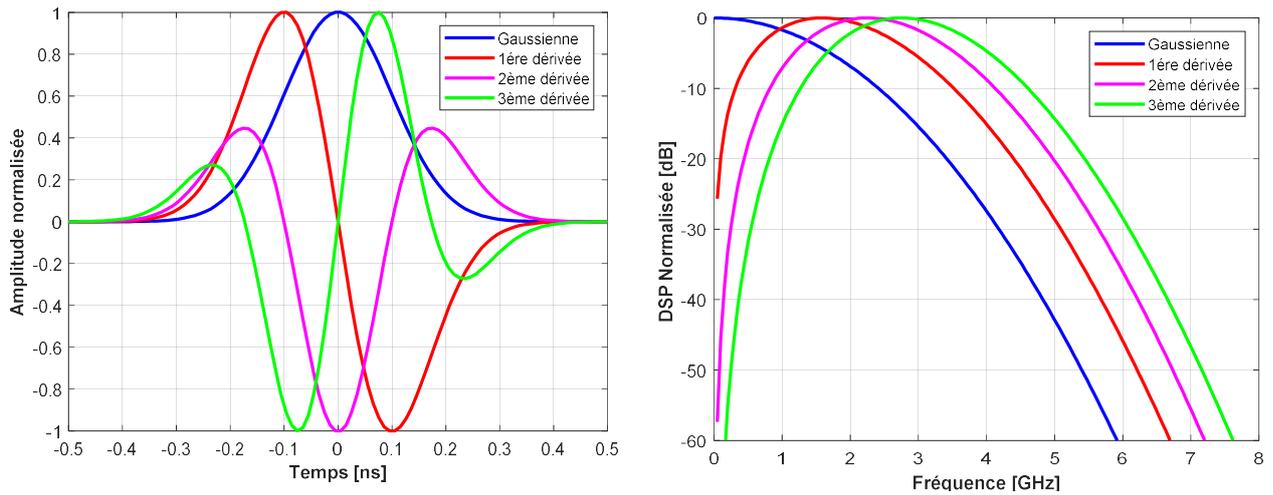
$$g^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} g^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2} g^{(n-1)}(t) \quad (1.5)$$

et l'équivalence fréquentielle de (1.5) obtenue par TF est donnée par l'expression (1.6) :

$$G^{(n)}(f) = (i2\pi f)^n \sqrt{2E_g \sqrt{\pi}\sigma} \times e^{\left(-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}\right)} \quad (1.6)$$

La figure 1.8 nous montre les représentations temporelles et fréquentielles du modèle Gaussien et de ses premières dérivées. Pour certains gabarits, il faut avoir recours à un ordre assez élevé de la dérivée pour positionner le spectre de l'impulsion à l'intérieur du masque autorisé. À contrario, il est difficile de réaliser des générateurs d'ordre supérieur à deux à cause du nombre d'oscillations [31].

La forme d'impulsion de la famille gaussienne la plus couramment utilisée dans les systèmes radio impulsions a été proposée par Win et Sholtz [32], il s'agit de la seconde dérivée de la Gaussienne. Cette dernière possède l'avantage de ne pas présenter de composante continue, ce qui limite les ondes stationnaires indésirables dans les antennes lors de l'émission.



**Figure 1.8 :** Représentations temporelles et fréquentielles de l'impulsion gaussienne et ses 3 premières dérivées.

### 1.8.3 Les modulations utilisées

Dans la technique radio impulsionnelle ULB, l'impulsion est le support de l'information, néanmoins la transmission des impulsions nécessite une opération de modulation de cette impulsion afin de lui attribuer une valeur binaire. Cependant, la modulation d'information en ULB impulsionnelle consiste à modifier un ou plusieurs paramètres (fréquence, amplitude, et position) de l'impulsion transmise. Les différentes techniques de modulation les plus utilisés en ULB radio impulsionnelle sont présentées dans cette section [16].

#### 1.8.3.1 Modulation d'amplitude

- **Modulation PAM :** La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation) est une technique de modulation impulsionnelle qui consiste à attribuer une amplitude à l'impulsion transmise en fonction de la donnée à transmettre. C'est donc une modulation à plusieurs états dont la représentation mathématique en bande de base est la suivante :

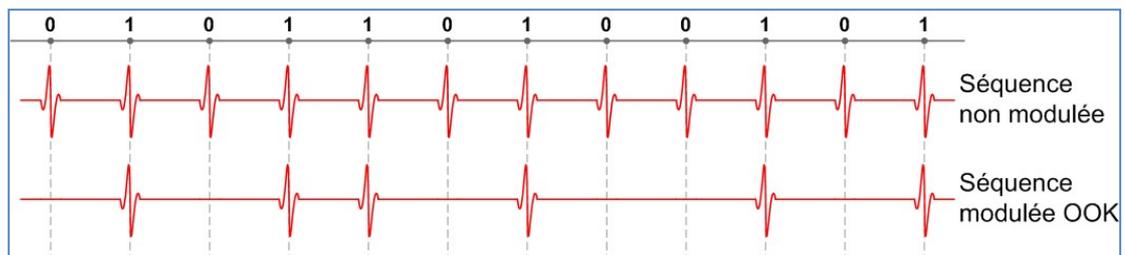
$$m(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_j p(t - jT_s) \quad (1.7)$$

Où  $p(t)$  est la forme d'onde transmise et  $T_s$  est la durée des symboles.  $a_j \in R$  est la séquence d'amplitudes correspondant aux données à transmettre.



**Figure 1.9 :** Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PAM.

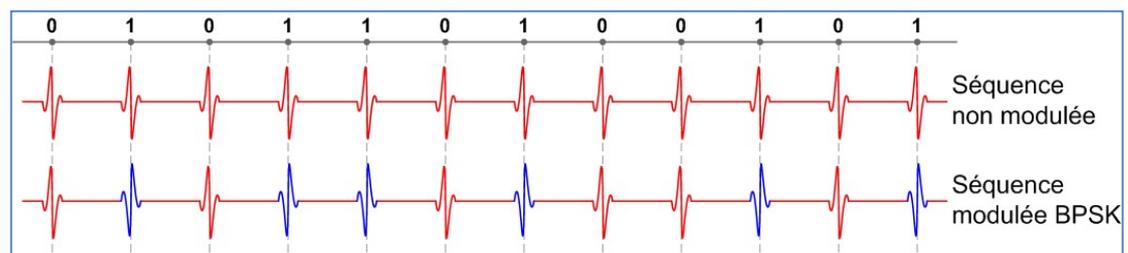
- **Modulation OOK :** La modulation On-Off Keying (OOK), aussi connue sous le nom de modulation unipolaire, est une technique simple de modulation impulsionnelle d'amplitude dans laquelle la transmission d'une impulsion correspond à la transmission d'un "1" logique tandis que le "0" logique est codé par une absence d'impulsion comme l'illustre la figure 1.10.



**Figure 1.10 :** Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en OOK.

Cette modulation est un cas particulier de la modulation PAM, plus facile à mettre en œuvre car elle contient seulement un seul niveau d'amplitude.

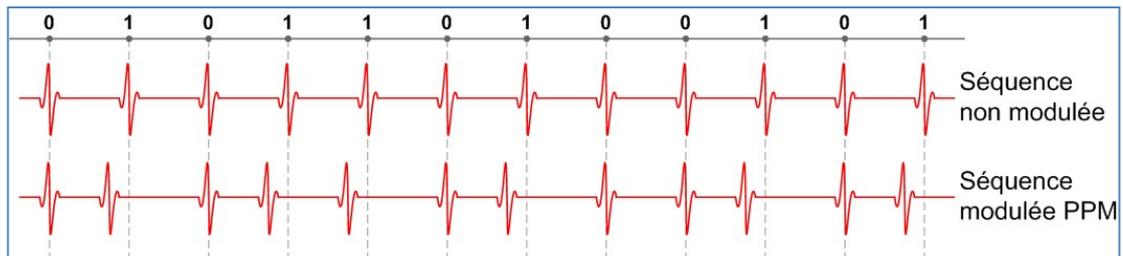
- **Modulation BPSK :** La modulation Binary Phased Shift Keying (BPSK) est un autre cas particulier de la PAM. Son principe repose sur l'utilisation de l'information de phase – le signe – pour coder l'impulsion comme l'illustre la figure 1.11.



**Figure 1.11 :** Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en BPSK.

### 1.8.3.2 Modulation de position

La modulation PPM (*Pulse Position Modulation*) est l'une des techniques de modulations les plus utilisées dans les systèmes radio impulsionnels ULB. Elle consiste à coder l'information par la position temporelle de l'impulsion et non pas par son amplitude. Dès lors, toutes les impulsions transmises sont identiques comme l'illustre la figure 1.12. Cette modulation est à plusieurs états car plusieurs positions temporelles sont possibles pour l'impulsion.



**Figure 1.12** : Exemple d'une séquence d'impulsions modulée en PPM.

L'expression mathématique d'une telle modulation est la suivante :

$$m(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(t - \delta b_j - jT_s) \quad (1.7)$$

Où  $p(t)$  est la forme d'onde transmise,  $T_s$  est la durée des symboles et  $\delta$  est l'indice de la modulation.  $b_j \in \{0,1\}$  est la séquence des positions correspondant aux données à transmettre. Par exemple, les impulsions du symbole sont décalées de  $\delta$  si  $b_j = "1"$  et elles ne le sont pas si  $b_j = "0"$ .

### 1.8.4 Les techniques d'accès multiples

Dans les systèmes ULB basés sur le concept radio impulsionnelle, les signaux à ULB sont générés avec l'émission des impulsions de très courte durée ayant un large spectre pour transmettre l'information. Ces impulsions peuvent être codées par des techniques de modulations numériques classiques de type PPM, PAM, BPSK, OOK, etc. Pour assurer la gestion de l'accès au canal par des utilisateurs multiples, la technique ULB impulsionnelle uni-bande utilise généralement des techniques d'accès multiple à saut temporel TH (*Time Hopping*) ou par séquence directe DS (*Direct Sequence*). La première consiste à randomiser la position de l'impulsion ULB émise alors que la deuxième technique est basée sur la transmission continue d'impulsions qui composent

un bit de donnée. La différenciation entre les utilisateurs est réalisée en utilisant une séquence unique pour chaque utilisateur. Dans cette section, nous présenterons ces deux techniques d'accès multiple.

#### 1.8.4.1 Technique d'accès multiple par sauts temporels (TH-ULB)

Cette technique d'accès multiple connue sous le nom Time Hopping (TH), elle a été introduite en 1993 par Scholtz [8] pour éliminer les interférences inter-utilisateurs. Cette technique est la première utilisée avec la radio impulsionnelle, son principe consiste à distinguer les utilisateurs par les instants d'émission des impulsions à l'aide d'un code pseudo-aléatoire connu de l'émetteur et du récepteur. Chaque symbole de durée  $T_s$  est divisé en  $N_f$  trames de durée  $T_f$  chacune avec  $T_s = N_f T_f$ ,  $N_f$  correspondant au nombre d'impulsions par symbole. Chaque trame est divisée en  $N_c$  chips de durée  $T_c$  chacun où  $N_c$  correspond à la longueur du code, avec  $T_f = N_c T_c$ .

Dans le symbole, chaque chip contient une seule impulsion d'un utilisateur, qui est contenue dans une trame déterminée. C'est donc par la trame contenant l'impulsion que les utilisateurs sont différenciés. Pour un utilisateur donné, l'ensemble des trames contenant les impulsions du symbole est ainsi déterminé par le code de saut. Le Time Hopping peut être utilisé avec des modulations numériques classiques de type OOK, PAM, PPM, BPSK, etc. L'expression d'un signal émis en radio impulsionnelle pour un utilisateur  $k$ , en utilisant un code TH  $c^{(k)} = [c_1^{(k)}, c_2^{(k)}, \dots, c_{N_c-1}^{(k)}]$  associé avec une modulation PPM s'écrit [8]:

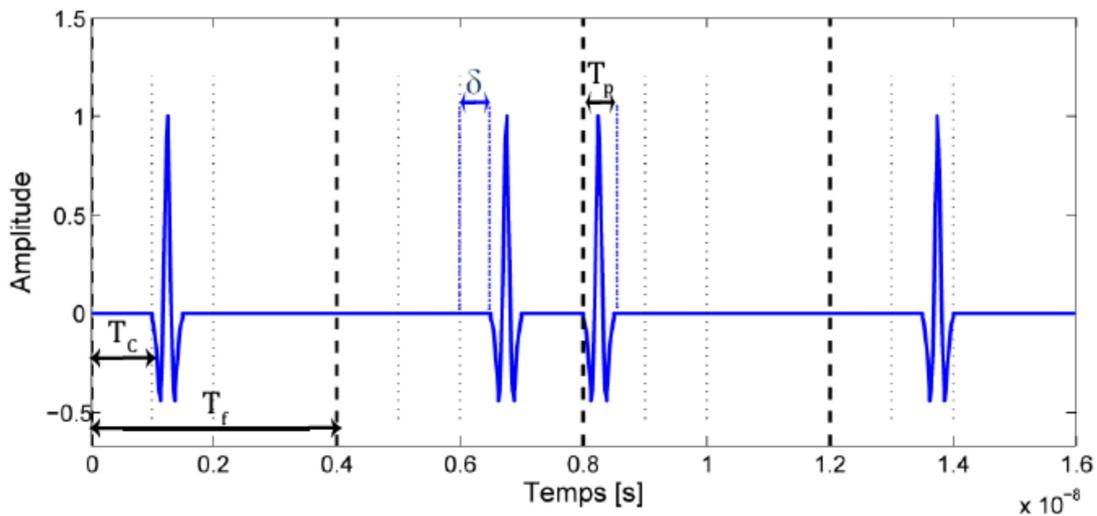
$$s^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_s} p(t - iT_s + jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta d_i^{(k)}) \quad (1.8)$$

Tel que

- $s^{(k)}(t)$  est le signal émis par l'utilisateur  $k$  et  $p(t)$  est la forme d'onde de l'impulsion transmise, de durée  $T_p$  ( $T_p < T_c$ ).
- $k$  est l'indice se rapportant à un utilisateur donné et  $j$  est l'indice de la trame.
- $d_i^{(k)}$  est le  $j^{\text{ème}}$  symbole (bit d'information, "0" ou "1") transmis par l'utilisateur  $k$  parmi les  $N_s$  symboles.

- $c_j^{(k)}$  est le  $j^{\text{ème}}$  élément de la séquence pseudo-aléatoire de période  $N_c$  chips de l'utilisateur  $k$ . Chaque élément de la séquence est un entier compris dans l'intervalle  $[0, N_c - 1]$
- $\delta$  est le décalage de temps de la modulation PPM. Si le symbole transmis est "0",  $\delta$  est égal à zéro et lorsque c'est le symbole "1",  $\delta$  est différent de zéro.

La figure 1.13. illustre une application du code de Time Hopping de longueur 4, pour une modulation PPM à 2 états et un symbole constitué de 4 impulsions.



**Figure 1.13** : Représentation de la technique d'accès multiple TH-ULB.

#### 1.8.4.2 Technique d'accès multiple par séquence directe (DS-ULB)

L'ULB à séquence directe ou *Direct Sequence-Ultra WideBand* (DS-UWB) est la solution adoptée par le groupe industriel UWB-Forum [33]. Elle profite de la largeur de bande fréquentielle allouée à l'ULB pour diviser le spectre en deux bandes de fréquences duales : une bande de fréquence basse comprise entre 3.1 et 4.85 GHz et une bande de fréquence haute comprise entre 6.2 et 9.7 GHz. Cette séparation permet de protéger la bande UNII (*Unlicensed National Information Infrastructure*) utilisée par les systèmes WiFi autour de la fréquence 5 GHz. Sur ces bandes duales, les impulsions émises ont une durée d'environ 0.3 à 0.5 ns. Dans un premier temps, seule la bande basse a été utilisée afin de simplifier l'architecture des systèmes de transmission radio. La modulation DS-ULB a certaines similarités des systèmes DS-CDMA, chaque trame est divisée en plusieurs chips. Cependant, une impulsion ULB peut être émise dans chaque chip de la trame. Chaque utilisateur se différencie par sa propre séquence pseudo-aléatoire qui

affecte la phase de l'impulsion dans chaque trame, un bit de donnée étant alors utilisé pour moduler ces impulsions. Les symboles transmis sont représentés par des codes d'étalement (composés par des 1 et -1) dont la longueur équivaut à celle de la trame. Il en résulte un signal formé d'une transmission continue de ces impulsions ULB dont le nombre dépend de la longueur du code pseudo-aléatoire et du débit fixé par le système.

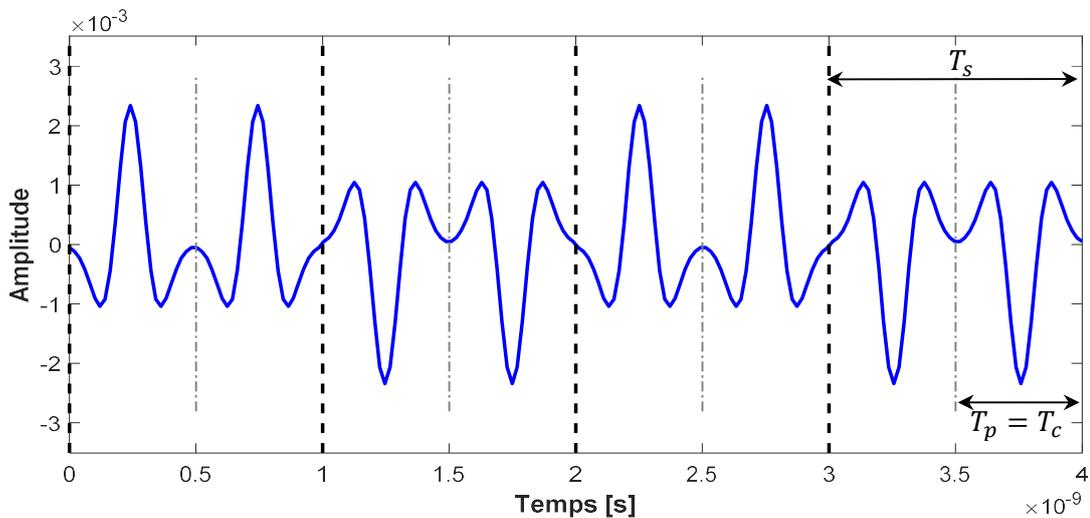
Le schéma de transmission DS-ULB convient aux modulations PAM et OOK mais pas à la modulation par position PPM puisqu'elle est intrinsèquement liée au TH-ULB. L'expression d'un signal DS-ULB à l'émission dans le cas d'utilisation de la modulation PAM pour l'utilisateur  $k$  est donnée par [33] :

$$s^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_c-1} p(t - iT_s - jT_c c_j^{(k)}) d_i^{(k)} \quad (1.9)$$

Où

- $s^{(k)}(t)$  est le signal émis par l'utilisateur  $k$  et  $p(t)$  est la forme d'onde de l'impulsion transmise de durée  $T_p$ .
- $d_i^{(k)}$  est le  $i^{\text{ème}}$  symbole (bit d'information, "0" ou "1") transmis par l'utilisateur  $k$ .
- $c_j^{(k)}$  le  $j^{\text{ème}}$  chip du code pseudo-aléatoire (+1 ou -1) propre à l'utilisateur  $k$ .
- $T_c$  est la longueur de chip, avec la durée d'impulsion est égale à la durée du chip  $T_p = T_c$ , tandis que  $N_s$  présente le nombre d'impulsions par bit avec  $T_s = N_s T_c$ .

Une représentation d'un temps symbole d'un signal DS-ULB est illustrée sur la figure 1.14.



**Figure 1.14** : Représentation d'un symbole en DS-ULB.

Comparativement à la technique TH-ULB, la DS-ULB est plus facile à implémenter car les sous-bandes de fréquence occupées sont moins larges, ce qui exige moins de contraintes sur les composants RF. Dans la mesure où cette technique d'accès reste basée sur la polarité des impulsions, elle demeure robuste face aux trajets multiples du canal. D'autre part, cette technique impulsionnelle présente de bonnes performances, notamment au niveau des débits atteignables grâce à sa grande largeur de bande disponible.

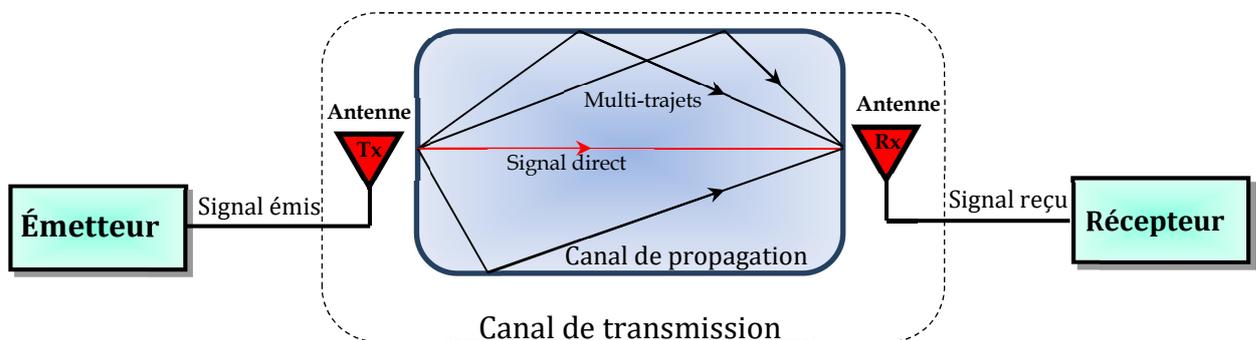
Dans l'ULB impulsionnel, les signaux émis sont de très faibles densités spectrales de puissance (DSP) et traversent un canal appelé multi-trajet relativement dense. Pour démoduler ce type de signaux transmis, un récepteur de type Rake est nécessaire afin de combiner de façon constructive les signaux issus des différents trajets. Le signal reçu à l'entrée du récepteur Rake est corrélé avec des versions décalées d'un signal référence, pondérées par des poids fixés par les paramètres estimés du canal et enfin combinées de façon linéaire. Le nombre de corrélateurs (appelé doigts) est fixé par le nombre de trajets qui caractérisent le canal de propagation. Cependant, la complexité d'un récepteur Rake augmente linéairement avec le nombre de ses doigts. Ce type de récepteur reste relativement lourd et complexe pour des systèmes ULB [32].

## 1.9 Le canal de propagation ULB

Généralement, le développement des systèmes de communications basés sur la technologie ULB nécessite une parfaite connaissance de tous leurs éléments constitutifs de chaîne de transmission. En particulier, les caractéristiques du canal de propagation associé au système qui imposent des limites fondamentales aux performances de ces systèmes en termes de portée et de débit. Pour l'étude des systèmes ULB, deux modèles ont été développés respectivement par le groupe de standardisation IEEE 802.15.3a pour les applications haut débit et courte portée dans un environnement « *indoor* » [34] et le groupe de standardisation IEEE 802.15.4a pour les applications bas débit et longue portée dans un environnement « *indoor* » et « *outdoor* » [35]. Chacun de ces modèles portes le même nom que le groupe de travail qui l'a défini. L'étude que nous menons portant principalement sur du haut débit, nous allons principalement nous intéresser au modèle IEEE.15.3a. Aussi, dans cette section, nous présenterons et détaillerons que ce modèle.

### 1.9.1 Notion de canal de transmission

Comme pour toute technique d'accès radio, la connaissance parfaite du canal de propagation est nécessaire pour le développement de systèmes de communication ULB. Par définition, le canal de propagation signifie le milieu dans lequel se propage le signal de l'émetteur au récepteur. Il est donc important de comprendre et d'appréhender ce canal de propagation pour établir un modèle bien adapté aux contraintes ULB qui sera ensuite utilisé lors de la conception des systèmes de communications ULB. A ce stade, il faut faire la distinction entre le canal de propagation et le canal de transmission. Le canal de propagation ne tient compte que des modifications en phase et en amplitude subies par l'onde électromagnétique en interagissant avec l'environnement dans lequel elle se propage. Par contre, le canal de transmission englobe, en plus du canal de propagation, l'effet des antennes en émission et en réception sur le signal les traversant, en fonction de leurs caractéristiques de rayonnement en phase et en amplitude comme le gain, la directivité, l'adaptation, etc. (figure 1.15).



**Figure 1.15** : Canal de propagation et canal de transmission.

Dans le cas idéal où la propagation est en espace libre, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard qui dépendent de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cependant, le milieu de propagation est en général loin d'être idéal car il est composé d'une multitude d'obstacles perturbant la propagation du signal, créant ainsi un canal dit multi-trajet. Ceci est d'autant plus vrai avec la technologie ULB qui est pressentie pour une utilisation majoritairement en environnement de type « *indoor* » (résidentiel ou bureau). Selon la représentation multi-trajet du canal, le signal qui arrive au récepteur est modélisé par la recombinaison d'un grand nombre de répliques ou échos du signal émis, lesquelles sont atténués et retardés différemment.

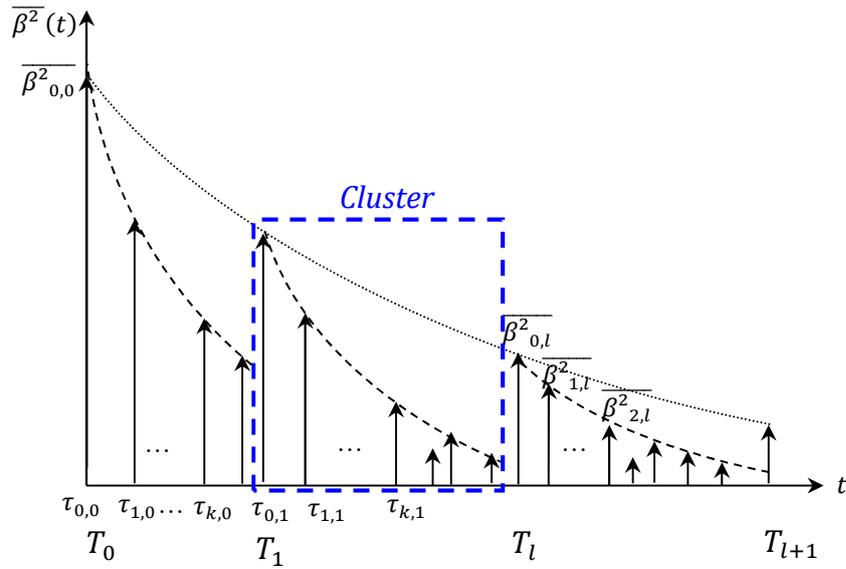
Il existe un certain nombre de modèles de canaux multi-trajets pour la transmission des signaux à bande étroite. Mais le canal ULB est beaucoup plus riche qu'un canal bande étroite. En effet, ces modèles ne peuvent pas être appliqués directement au cas de signal ULB et nécessitent donc d'être adaptés.

### 1.9.2 Le modèle du canal IEEE 802.15.3a

Le modèle de canal IEEE 802.15.3a a été développé à partir d'une dizaine de contributions, qui s'appuient toutes sur un certain nombre des mesures expérimentales, réalisées en plusieurs types d'environnements de propagation intérieur ou de bureau [36,37]. Ce modèle proposé est un modèle à rayon dérivé du modèle ou modèle de Saleh-Valenzuela [38], et permet de mettre en évidence la répartition des rayons (ou *rays*) reçus dans le domaine temporel par groupement que l'on appelle trajet (ou *clusters*). La réponse impulsionnelle du canal est assimilée à la succession de plusieurs groupes de trajets, chacun des groupes sont composés de trajets caractérisés par une amplitude complexe et un retard. Si nous désignons par  $T_l$  l'instant d'arrivée du premier trajet dans le cluster d'indice  $l$ ,  $\tau_{k,l}$  l'instant d'arrivée du  $k^{\text{ème}}$  trajet du  $l^{\text{ème}}$  cluster comme illustré dans la figure 1.16, alors la réponse impulsionnelle discrète du canal multi-trajet est donnée par l'équation:

$$h(t) = X \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \beta_{k,l} e^{i\theta_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (1.10)$$

où  $\delta(t)$  représente la fonction de Dirac,  $l$  et  $k$  désigne l'indice du cluster et l'indice des trajets à l'intérieur des clusters. Les paramètres  $\tau_{k,l}$ ,  $\beta_{k,l}$  et  $\theta_{k,l}$  représentent le retard, l'amplitude et la phase du  $k^{\text{ème}}$  trajet du  $l^{\text{ème}}$  cluster.



**Figure 1.16** : Canal de propagation en forme de clusters selon le formalisme de Saleh-Valenzuela.

- **Instants d'arrivée des clusters et des trajets**

Par définition, on suppose que pour le premier cluster  $T_0 = 0$ , et pour le premier trajet dans le cluster  $l$   $\tau_{0,l} = 0, \forall l$ . Les instants d'arrivée d'un cluster  $T_l$  sont modélisés par un processus de Poisson de fréquence d'apparition  $\Lambda$ . Le temps entre deux clusters suit donc une loi exponentielle de paramètre  $\Lambda$  :

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (1.11)$$

Le temps moyen entre deux clusters est donc égal à  $1/\Lambda$ .

De même les instants d'arrivée des trajets  $\tau_{k,l}$  à l'intérieur d'un cluster sont modélisés par une loi de Poisson de fréquence d'apparition  $\lambda$ . Les trajets sont donc espacés d'un temps qui est régi par une loi exponentielle de paramètre  $\lambda$ .

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{k-1,l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})} \quad (1.12)$$

- **Amplitude des trajets**

L'amplitude des trajets est décrite par l'intermédiaire de la variable aléatoire  $\beta_{k,l}$ , suivant une loi de Rayleigh. La puissance des trajets est donnée par  $\beta_{k,l}^2$ . La puissance moyenne des clusters (respectivement *des trajets intra cluster*) suit une décroissance exponentielle de constante de temps  $\Gamma$  (respectivement  $\gamma$ ).

La puissance moyenne du trajet d'indices  $(k, l)$ , suit donc une loi de décroissance double exponentielle qui s'exprime comme suit :

$$\overline{\beta^2_{k,l}} \equiv \overline{\beta^2(T_l - \tau_{k,l})} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{(-T_l/\Gamma)} e^{(-\tau_{k,l}/\gamma)} \quad (1.13)$$

où  $\overline{\beta^2(0,0)}$  est la puissance du premier trajet du premier cluster. Le temps de décroissance de la puissance des clusters est plus grand que le temps de décroissance de la puissance des trajets au sein d'un *cluster* : ( $\Gamma > \gamma$ ).

D'après l'équation (1.13), le nombre de trajets ainsi que des clusters tend vers l'infini. Néanmoins, pratiquement, on a deux conditions d'arrêt qui définissent le nombre de clusters et de trajets, et qui sont respectivement :

$$e^{(-\frac{T_l}{\Gamma})} \ll 1 \text{ et } e^{(-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma})} \ll 1 \quad (1.14)$$

Le modèle de référence Saleh et Valenzuela a été conçu pour des canaux à bande étroite. Par contre, pour les systèmes ULB, la résolution temporelle du récepteur est très fine et les durées d'un cluster sont très courtes. Par conséquent, le nombre de trajets contenus dans chaque cluster est faible et la loi des grands nombres n'est plus vérifiée. C'est pourquoi, pour le modèle introduit par Saleh-Valenzuela, la loi de Rayleigh est remplacée par une loi log-normale offrant une meilleur adaptation aux canaux rencontrés par les systèmes ULB. On obtient donc

$$20 \log_{10}(\beta_{k,l}) \propto \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (1.15)$$

D'où

$$\beta_{k,l} = 10^{\frac{\mu_{k,l} + n_1 + n_2}{20}} \quad (1.16)$$

où  $n_1 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_1^2)$  et  $n_2 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$  sont indépendants, ils déterminent les variations d'amplitude s'appliquant respectivement à chaque cluster et à chaque trajet. Les paramètres  $\sigma_1^2$  et  $\sigma_2^2$  représentent les variances observées sur les clusters et les trajets. La moyenne  $\mu_{k,l}$  est déterminée à partir de l'expression de la moyenne  $\overline{\beta^2_{k,l}}$  donnée par l'équation (1.17).

À l'aide des formules de conversion de loi log-normale vers loi normale, on trouve la formule suivante :

$$\mu_{k,l} = \frac{1}{\ln(10)} \left( 10 \ln(\overline{\beta^2_{0,0}}) - 10 \frac{T_l}{\Gamma} - 10 \frac{\tau_{k,l}}{\gamma} \right) - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (1.17)$$

Enfin, la variance de la fluctuation du niveau de la puissance totale  $X$  pour une réalisation est définie par :

$$20 \log_{10}(X) \propto \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) \quad (1.18)$$

- **Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle**

Le modèle statistique développé pour les applications courte portée, haut débit en intérieur IEEE 802.15.3a est caractérisé par les valeurs de 7 paramètres suivants :

- $\Lambda$  et  $\lambda$  sont les paramètres des processus de Poisson pour l'arrivée des clusters et des trajets.
- $\Gamma$  et  $\gamma$  sont les paramètres de la décroissance exponentielle de la moyenne des puissances des clusters et des trajets.
- $\sigma_1$  et  $\sigma_2$  sont les paramètres du fading log-normal pour les clusters et les trajets.
- $\sigma_X$  est le paramètre du shadowing log-normal s'appliquant à l'ensemble de la réponse impulsionnelle.

### 1.9.3 Les différents modèles de canal

Le groupe de travail IEEE 802.15.3a a défini quatre configurations différentes identifiées par la nature de la liaison (visibilité-LOS ou non visibilité-NLOS) et par la distance émetteur-récepteur. En fonction de valeurs spécifiques attribuées aux paramètres précédents, on peut décrire quatre canaux correspondant à chacune de ces situations :

- **CM1** : une distance de 0 à 4 mètres en situation de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (LOS).
- **CM2** : une distance de 0 à 4 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS).
- **CM3** : une distance de 4 à 10 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS).
- **CM4** : une configuration NLOS sévère provoquant une grande dispersion des retards

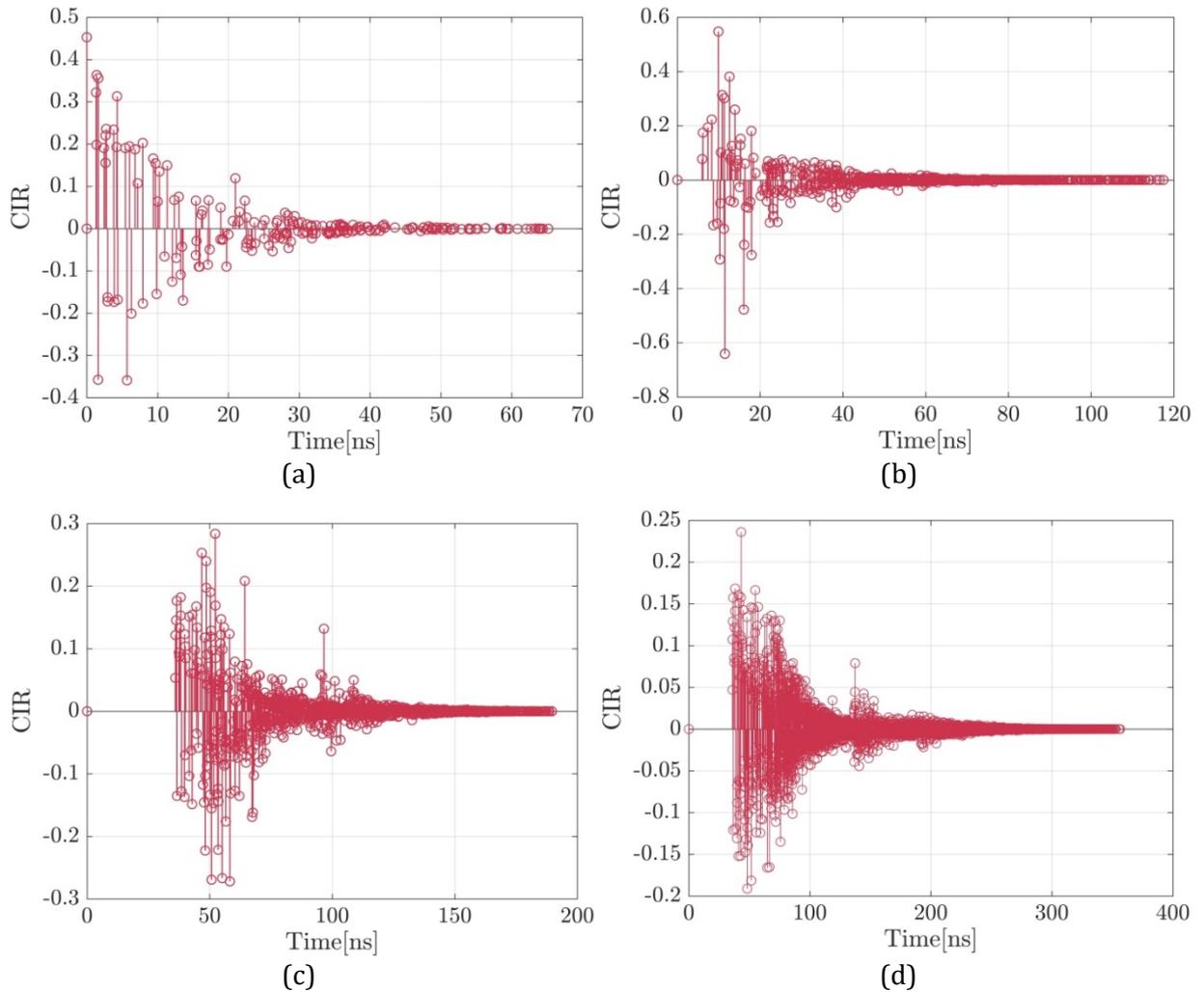
Les quatre ensembles de paramètres du modèle sont donnés par le tableau ci-dessous.

	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
$\Lambda$ (1/ns)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda$ (1/ns)	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma$ (ns)	7.1	5.5	14	24
$\gamma$ (ns)	4.3	6.7	7.9	12
$\sigma_1$ (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_2$ (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_X$ (dB)	3	3	3	3
Mean excess delay $\tau_m$ (ns)	5.05	10.38	14.18	27
RMS delay spread $\tau_{RMS}$ (ns)	5.28	8.03	14.28	25
$NP_{10dB}^{(a)}$	12.5	15.3	35	41.2
$NP_{85\%}^{(b)}$	24	36.1	61.54	123.3

(a) nombre de trajets au-dessus de  $-10dB$  par rapport au trajet dominant

(b) nombre de trajets contenant 85% de l'énergie de la réponse impulsionnelle

**Tableau 1.3 :** Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre ensembles de paramètres.



**Figure 1.17 :** Réalisations de la réponse impulsionnelle des canaux du modèle IEEE 802.15.3a. (a) CM1, (b) CM2(a) CM1, (c) CM3, (d) CM4.

## 1.10 Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis d'introduire la technologie de communication ULB. Après avoir rappelé les définitions essentielles de la technologie ULB, nous avons présenté l'évolution historique depuis son origine lorsqu'elle était utilisée dans les radars jusqu'à aujourd'hui où elle représente un grand intérêt pour les communications sans fil. Les principales caractéristiques de cette technologie, sa large occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution temporelle, ont permis à la communauté industrielle et scientifique d'envisager un plus grand nombre d'applications attrayantes comme les réseaux personnels WPAN, les réseaux de capteurs WBAN, etc. Des masques de puissance imposant les règles d'émissions des signaux ULB ont été mises en place par les instances de réglementation des différents continents et pays.

Nous avons présenté aussi l'activité des deux groupes d'études de normalisation au sein de l'IEEE pour la mise en place de deux nouvelles normes utilisant la technologie ULB. Le premier groupe a proposé pour les applications bas débit sous l'appellation IEEE 802.15.4a reposant sur les techniques ULB impulsives (IR-ULB), alors que le second groupe spécialisé dans les applications de communications à haut débit sous l'appellation IEEE 802.15.3a. En parallèle, l'ECMA a approuvé la technique MB-OFDM comme norme internationale sous l'appellation ECMA-368.

Nous avons présenté les différentes techniques de transmission ont été envisagées pour l'ULB et notamment la solution haut débit MB-OFDM qui a servi de point de départ pour nos travaux. Cette dernière, elle est en effet une bonne candidate grâce notamment à sa maturité et surtout à ses avantages en terme de robustesse aux évanouissements rapides dus aux canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence tels que le sont les canaux ULB. Enfin, nous avons présenté le modèle de canal multi-trajets basé sur le formalisme de Saleh et Valenzuela qui a été conçu pour les systèmes de communication ULB. Nous utiliserons ce modèle au cours de l'évaluation des performances des systèmes que nous mènerons par la suite. Dans la suite de ce document, nous avons présenté la couche physique d'un système MB-OFDM pour les communications ULB hautes débit.

# Chapitre 2

## La Couche Physique d'un Système ULB MB-OFDM

---

### 2.1 Introduction

Le chapitre précédent était consacré à l'état de l'art des systèmes de communications ultra-large bande ULB. Nous avons vu qu'il existe plusieurs techniques d'accès multiple pour les systèmes ULB et notamment les deux solutions émergentes pour l'ULB haut débit : le MB-OFDM et le DS-ULB. La solution DS-ULB entre dans la famille des systèmes radio impulsionnelle ULB ou Impulse Radio-ULB (IR-ULB), elle consiste à utiliser de manière indépendante ou simultanée la bande fréquentielle allouée à l'ULB sous forme de deux bandes fréquentielles duales distinctes pour la protection de bandes de fréquence sensibles. Afin d'occuper efficacement ces larges bandes fréquentielles, les signaux émis sont de type impulsionnels de très faibles puissances et traversent un canal multi-trajet relativement dense. La démodulation de ce type de signaux nécessite un récepteur Rake qui possède un nombre suffisamment de branches (*doigts*) pour collecter l'énergie nécessaire à la récupération des données transmises. Cependant, la complexité d'un récepteur Rake augmente linéairement avec le nombre de ses doigts. Alors l'inconvénient majeur de système DS-ULB est le complexé de récepteur Rake.

Une technique dite MB-OFDM a été proposée dans laquelle le spectre ULB (3.1 à 10.6 GHz) est divisé en plusieurs sous-bandes de 528 MHz [39, 40]. Pour moduler l'information dans chaque sous-bande, une technique de multiplexage par division en fréquences orthogonales (OFDM) est appliquée. Les avantages de la technique d'accès radio MB-OFDM résident principalement dans sa faible complexité technique, la modulation OFDM présentant un grand degré de maturité. Le système ULB MB-OFDM offre la possibilité de transmettre des informations à très haut débit, et présente l'intérêt d'être un système robuste face aux interférences d'accès multiples et aux effets d'un canal à trajets multiples, permettant ainsi une réception relativement simple et une exploitation efficace de l'énergie des signaux reçus. De plus, le système est très flexible et

peut facilement s'adapter aux différentes réglementations. Ces systèmes présentent de bonnes performances mais restent généralement sensibles aux non-linéarités induites par les dispositifs électroniques notamment l'amplificateur de puissance.

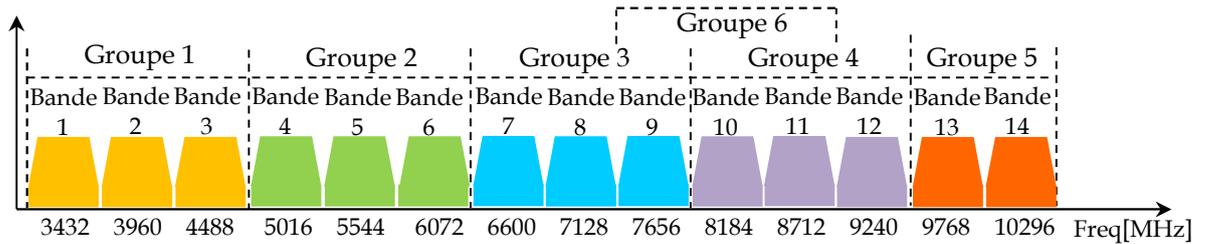
Ce deuxième chapitre est donc consacré au système MB-OFDM pour soutenu par l'Alliance WiMedia et retenu en tant que norme ULB par l'ECMA. L'OFDM étant la base de cette norme sur laquelle s'appuient nos travaux, nous présenterons dans un premier temps un aperçu de la norme ECMA-386 qui est ce jour le seul standard proposé comme couche Physique (PHY) basée sur une technique MB-OFDM. Dans un second temps, nous détaillerons les caractéristiques du système MB-OFDM ainsi que ses paramètres. Enfin, nous mettrons en évidence les avantages et les inconvénients de cette technique d'accès radio et nous terminerons le présent chapitre par une conclusion.

## **2.1 Description du système MB-OFDM**

L'objectif de cette section est d'apporter une description du système MB-OFDM ainsi que de rassembler les valeurs des principaux paramètres. Pour bien décrire le principe de base, nous avons basés sur l'article d'A. Batra de Texas Instrument publié en 2004 qui est l'origine de ce système, la proposition de la norme faite par l'Alliance WiMedia au groupe de discussion IEEE 802.15.3a et enfin le document de la norme ECMA-368[13, 39, 40].

### **2.1.1 Découpage de la Bande ULB**

L'Alliance WiMedia a proposé un découpage de la bande de fréquences ULB en 14 sous-bandes de 528 MHz chacune [40]. Comme le montre la figure 2.1, ces sous-bandes ont été rassemblées sous forme de groupes. Les quatre premiers groupes contiennent chacun trois sous-bandes et le cinquième deux sous-bandes. Notons qu'un sixième groupe formé à partir des sous-bandes 9, 10 et 11 (Fig. 2.1) a été introduit récemment par l'ECMA pour assurer la compatibilité des systèmes MB-OFDM dans tous les pays du monde dans lesquels l'ULB n'est pas soumis aux mêmes réglementations [13]. En effet, les sous-bandes 9 et 10 sont les deux seules communes aux différentes réglementations. Ce découpage présente l'intérêt de réduire considérablement la complexité et donc les coûts des composants, en particulier les convertisseurs, dont la largeur de la bande de fonctionnement sera limitée à 528 MHz.



**Figure 2.1** : Découpage de la bande ULB pour la solution MB-OFDM.

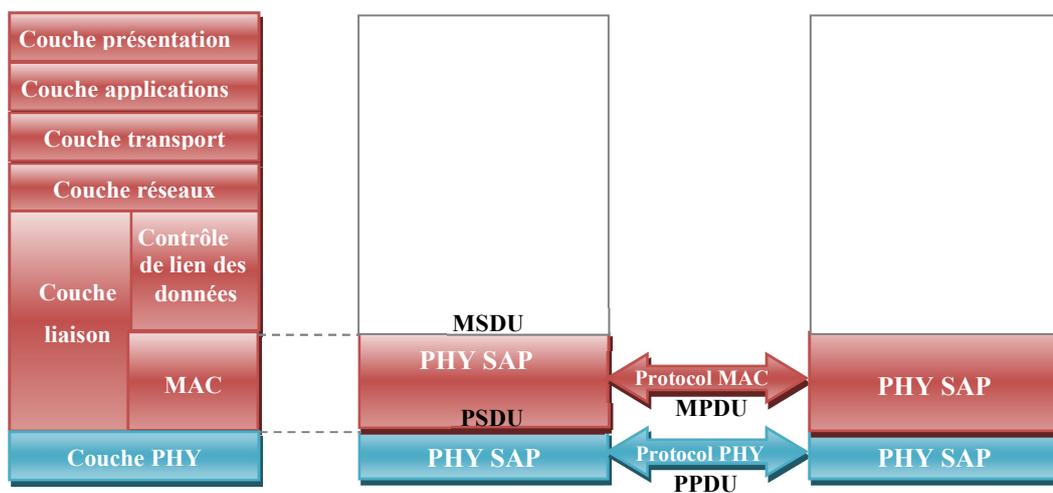
Le tableau 2.1, présente les différentes caractéristiques des symboles OFDM. Ces derniers sont générés par une IFFT sur 128 sous-porteuses. Sur les 128 sous-porteuses du multiplex, 100 sont dédiées aux données utiles, 12 aux données pilotes et 10 de gardes. L'intervalle inter-porteuse  $\Delta f = 4.125\text{MHz}$  permet de respecter la condition d'orthogonalité du multiplex OFDM. La durée du suffixe de type zero-padding est  $T_{zps} = 70.08\text{ns}$ , soit 37 échantillons. Seuls les 32 premiers échantillons sont consacrés à l'intervalle de garde soit une durée  $T_{zp} = 60.61\text{ns}$ , les dernières  $9.47\text{ns}$  étant quant à elles utilisées pour effectuer le changement de fréquence d'émission des symboles OFDM. Chaque symbole OFDM transmis à une durée  $T_s = 312.5\text{ns}$  et comporte donc 165 échantillons.

Paramètre	Description	Valeur
$B_\omega$	Largeur d'une sous-bande	528 MHz
N	Nombre de sous-porteuses par symbole (taille FFT)	128
$N_D$	Nombre de sous-porteuses de données	100
$N_P$	Nombre de sous-porteuses pilotes	12
$N_G$	Nombre de sous-porteuses de garde	10
$N_Z$	Nombre de sous-porteuses nulles	6
$\Delta f$	Espacement entre sous-porteuses	4.125 MHz
$T_u$	Durée utile du symbole	242.42 ns
$T_{zps}$	Durée du suffixe de type zero-padding ( $=T_{zp}+T_w$ )	70.08 ns
$T_{zp}$	Durée de l'intervalle de garde	60.61 ns
$T_w$	Durée allouée au saut de fréquence	9.47 ns
$T_s$	Durée totale du symbole OFDM	312.5 ns
$D_s$	Fréquence symbole	3.2 MHz

**Tableau 2.1** : Caractéristiques d'un symbole MB-OFDM.

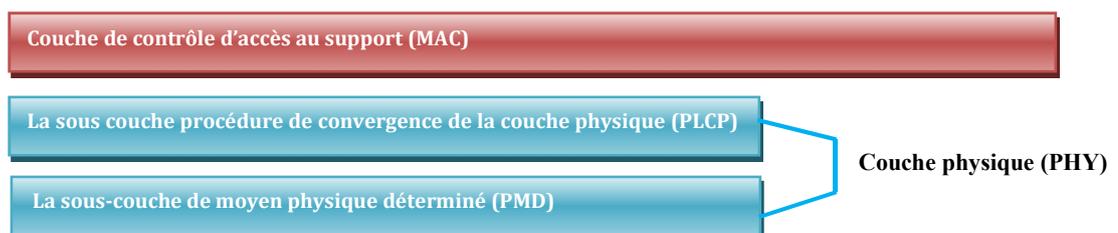
### 2.1.2 Description de la couche physique MB-OFDM

En mars 2007, la norme ECMA-368 spécifiant la couche physique (PHY) et la couche de contrôle d'accès au support (MAC) pour la technique MB-OFDM. La couche MAC est une sous-couche de la couche liaison, tel que défini dans le modèle de référence OSI (*Operating System Interconnection*). La couche MAC fournit un mécanisme de distribution fiable pour le transfert de données dans un milieu bruyant. De plus, elle permet de réduire les interférences entre les systèmes en s'imposant lorsque les transmissions se produisent.



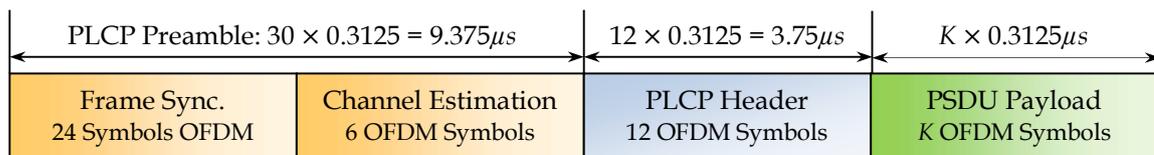
**Figure 2.2 :** Modèle de référence pour les communications ULB [13].

La couche PHY est divisée en deux sous-couches : la sous-couche procédure de convergence de la couche physique PLCP (*Physical Layer Convergence Protocol*) qui coopère avec la couche MAC et la sous-couche de moyen physique déterminé PMD (*Physical Medium Dependance*) qui coopère avec le support sans fil. De plus, une gestion d'entité de la couche physique (PLME) assure la gestion des fonctions PHY locales, en collaboration avec l'entité de gestion MAC.



**Figure 2.3 :** Couche MAC et couche physique [13].

Le système MB-OFDM ULB suit à la norme ECMA-368 définit un procédé de mappage du service PLCP de l'unité des données (PSDU) dans un format de trame adapté pour la transmission des données ainsi à donner des informations de gestion entre les stations. La trame est l'entité la plus complexe en termes de mise en forme des données au niveau de la couche physique. Cette trame est montrée sur la figure 2.4 après l'encodage, chaque trame MB-OFDM ULB est composée de trois composants majeurs qui sont le préambule, l'en-tête PLCP et la PSDU [13]. Le préambule contient 30 symboles, 24 symboles OFDM utilisés pour la synchronisation de trame et 6 symboles OFDM dédiées à l'estimation du canal. Le préambule est suivi par l'en-tête PLCP, contient 12 symboles OFDM. Ce dernier a pour rôle de transmettre les informations nécessaires au bon décodage des bits de la trame telle que le débit utilisé pour la transmission des données. Enfin, les données issues du PSDU (Physical Service Data Unit) de la couche MAC sont encodées par le codage canal FEC (Forward Error Correction). Le PSDU contient  $K$  symboles OFDM, où  $K$  est un entier multiplié par 6.



**Figure 2.4 :** Structures de la trame MB-OFDM [13].

La sous-couche PMD, commandée par la sous-couche PLCP, établit le mécanisme pour convertir les bits d'informations des signaux reçus en signaux transmis. Les bits d'informations sont organisés en symboles de données qui sont obtenus par la modulation OFDM.

### 2.1.3 Architecture de l'émetteur

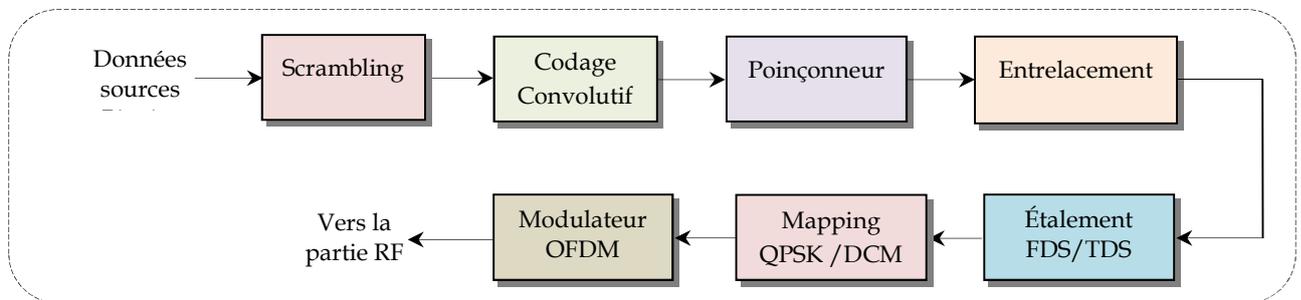
Le tableau 2.2 présente les débits de la solution MB-OFDM tels que présentés dans la norme ECMA-368 [13]. Les débits 53.3, 106.7 et 200 Mb/s sont ceux que doivent obligatoirement supporter les systèmes. Ce tableau présente également, à titre d'information, le nombre de bits codés par symbole OFDM ainsi que le nombre de bits utiles transmis par bloc de 6 symboles OFDM. On notera que, pour les débits 53.3 et 80 Mb/s, le nombre de bits codés par symbole  $N_{CBPS}$  est égal à 100. Cette différence avec

les autres débits est due à l'application de l'étalement fréquentiel pour lequel une copie de ces bits codés sera également transmise au sein d'un même symbole OFDM.

Débit [Mb/s]	Modulation	Rendement de codage	TDS	FDS	Bits codés par symbole $N_{CBPS}$
53.3	QPSK	1/3	Oui	Oui	100
80	QPSK	1/2	Oui	Oui	100
106.7	QPSK	1/3	Non	Oui	200
160	QPSK	1/2	Non	Oui	200
200	QPSK	5/8	Non	Oui	200
320	DCM	1/2	Non	Non	200
400	DCM	5/8	Non	Non	200
480	DCM	3/4	Non	Non	200

**Tableau 2.2** : Débits de la solution MB-OFDM et nombre de bits par bloc [13].

À partir du schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM présenté à la figure 2.5, nous allons détailler les différents éléments qui le composent.



**Figure 2.5** : Schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM.

### 2.1.3.1 Le scrambler

La distance de *Hamming* entre deux chaînes de bits générées par un codeur convolutif est grande si les séquences d'entrée du codeur sont non-corrélées. Donc un scrambler est utilisé pour redistribuer d'une manière uniforme les « uns » et les « zéros » sur l'entrée du codeur. Le schéma du scrambler recommandé par la standard ECMA-368 est représenté sur la figure 2.6.

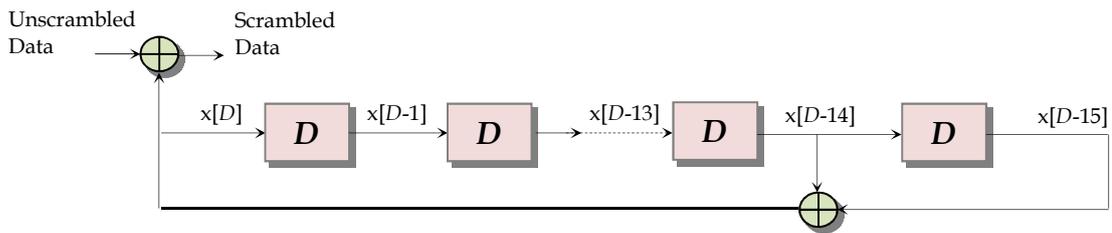


Figure 2.6 : Schéma du scrambler.

### 2.1.3.2 Le codage de canal

Le système MB-OFDM utilise un code convolutif à 64 états de rendement  $R = 1/3$  et dont les polynômes générateurs sont  $g_0 = 133_8$ ,  $g_1 = 165_8$  et  $g_2 = 171_8$ . Les rendements supérieurs ( $R=1/2$ ,  $5/8$  et  $3/4$ ), indispensables pour obtenir des débits plus élevés, sont obtenus à partir du codeur de base  $R = 1/3$  par poinçonnage. La figure 2.7 représente le codeur convolutif recommandé par la standard ECMA-368.

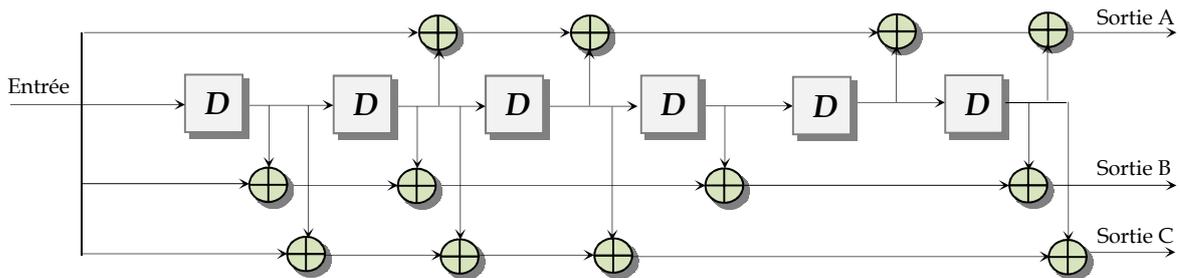
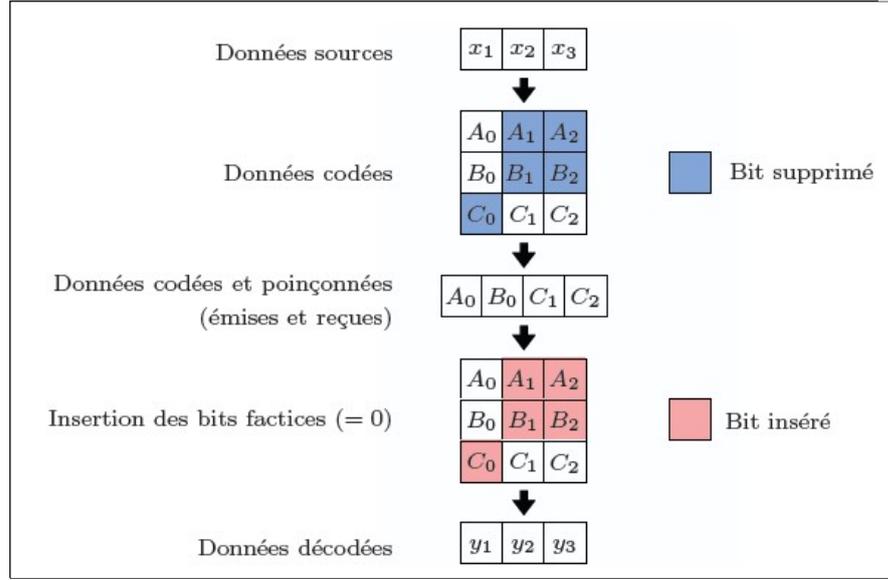


Figure 2.7 : Codeur convolutif : taux de codage  $R=1/3$ , longueur de contrainte  $K=7$ .

### 2.1.3.3 Le poinçonnage

Le poinçonnage consiste à supprimer (*poinçonner*) certains bits en sortie du codeur suivant une matrice appropriée de poinçonnage. En réception avant décodage, des bits factices égaux à 0 sont insérés aux endroits où des bits ont été poinçonnés afin de rétablir le bon rendement de codage. La figure 2.8 présente un exemple de poinçonnage permettant d'obtenir le rendement  $R = 3/4$  à partir du codeur de base  $R = 1/3$ .



**Figure 2.8 :** Exemple de poinçonnage à l'émission et d'insertion des bits factices à la réception pour  $R = 3/4$ , longueur contrainte  $K=7$ .

#### 2.1.3.4 L'entrelacement

L'entrelacement pour le système MB-OFDM se fait en trois étapes successives [13]. Un premier entrelacement au niveau symbole, dit *entrelacement inter-symboles*, (*symbol interleaving*) permute les éléments binaires rassemblés par blocs de  $N_{CBP6S}$  bits correspondants à six symboles OFDM. Combiné avec le *code temps-fréquence* (*TFC: Time Frequency Code*), il permet au système d'exploiter la diversité au sein d'un groupe de sous-bandes. L'équation qui caractérise cet entrelacement est donnée par :

$$S(i) = U \left\{ \left\lfloor \frac{i}{N_{CBPS}} \right\rfloor + \frac{6}{N_{TDS}} \times \text{mod}(i, N_{CBPS}) \right\} \quad (2.1)$$

où  $U(i)$  et  $S(i)$  représentent, respectivement les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelaceur inter-symbole avec  $i \in [0, 1, \dots, N_{CBP6S} - 1]$ .  $N_{CBP6S} = (6/N_{TDS})N_{CBPS}$  avec  $N_{CBPS}$  le nombre de bits codés par symbole OFDM et  $N_{TDS}$  le facteur d'étalement temporel. Les valeurs de  $N_{CBPS}$  et de  $N_{TDS}$  sont données dans le tableau 2.3 en fonction des débits. La fonction  $\lfloor \cdot \rfloor$  retourne le nombre entier de son argument et la fonction  $\text{mod}(a, b)$  retourne le reste de la division de  $a$  par  $b$ .

Le second entrelacement, dit *entrelacement intra-symbole* (*Intra-symbol tone interleaving*), est effectué sur des blocs de  $N_{CBPS}$  bits. Au sein du symbole, l'entrelacement s'effectue sur un horizon de  $N_{blocs} = 10$  sous-blocs de  $N_{Tint}$  bits (Tab.2.3). Le système

exploite ainsi la diversité disponible sur la totalité d'une sous-bande. L'équation caractérisant cet entrelacement est donnée par :

$$T(i) = S \left\{ \left\lfloor \frac{i}{N_{T_{int}}} \right\rfloor + N_{blocs} \times \text{mod}(i, N_{T_{int}}) \right\} \quad (2.2)$$

où  $S(i)$  et  $T(i)$  représentent, respectivement, les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelaceur intra-symbole avec  $N_{T_{int}} = N_{CBPS}/10$ , la taille des sous-blocs, et  $i \in [0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1]$ .

Le troisième et dernier entrelacement est un *entrelacement intra-symbole à décalage cyclique* (*Intra-symbol cyclic shifts*). Différents décalages cycliques au sein de chaque bloc de  $N_{CBPS}$  bits sont effectués sur une étendue de  $N_{CBPS}$  bits :

$$V(i) = T \left\{ \left\lfloor \frac{i}{N_{CBPS}} \right\rfloor \times N_{CBPS} + \text{mod}(i + \left\lfloor \frac{i}{N_{CBPS}} \right\rfloor \times N_{cyc}, N_{CBPS}) \right\} \quad (2.3)$$

où  $T(i)$  et  $V(i)$  représentent, respectivement, les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelaceur à décalage cyclique avec  $i \in [0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1]$ . Comme le montre cette dernière équation, le nombre de bits décalés tous les  $N_{CBPS}$  bits est fonction de  $N_{cyc}$  dont la taille est donnée dans le tableau 2.3 en fonction du débit.



**Figure 2.9** : Schéma synoptique des trois étapes d'entrelacement.

Débit [Mb/s]	TDS ( $N_{TDS}$ )	Bits codés par symbole ( $N_{CBPS}$ )	Entr. intra-symbole Taille des blocs ( $N_{T_{int}}$ )	Entr. à décalage Cyclique ( $N_{cyc}$ )
53.3	2	100	10	33
80	2	100	10	33
106.7	2	200	20	66
160	2	200	20	66
200	2	200	20	66
320	1	200	20	33
400	1	200	20	33
480	1	200	20	33

**Tableau 2.3** : Paramètres d'entrelacement en fonction des débits [13].

### 2.1.3.5 Étalement fréquentiel et temporel

En MB-OFDM, deux techniques d'étalement peuvent être utilisées dans le but d'exploiter au mieux la diversité fréquentielle et temporelle du canal de transmission, cela est assuré par un code correcteur d'erreurs.

- **Étalement fréquentiel (FDS)**

Cette technique d'étalement est appliquée pour les débits 53.5 et 80 Mb/s, elle consiste à transmettre deux fois la même information dans un seul et même symbole OFDM. Ceci est effectué en introduisant des conjugués symétriques à l'entrée de l'IFFT. Plus précisément, les symboles de données sont envoyés sur la première moitié des sous-porteuses de données et leur conjugués symétriques sont transmis sur la deuxième moitié des sous-porteuses. Cela introduit un facteur d'étalement de deux et donc on gagne dans la diversité fréquentielle.

- **Étalement temporel (TDS)**

Ce type d'étalement temporel est appliqué pour les débits entre 53.5 et 200 Mb/s. Il consiste à transmettre le même symbole OFDM dans deux différentes sous-bandes de fréquence. Cet étalement se traduit par la diversité inter-sous-bande et permet de maximiser la diversité fréquentielle. De plus, il permet d'améliorer les performances en présence d'un autre dispositif.

Dans le cas où le FDS n'est pas appliqué, l'opération consiste simplement à inverser l'ordre des  $N_{CBPS}$  bits codés et entrelacés des symboles dupliqués. La combinaison du TDS avec les TFC du type TFI ou TFI2 (Tab. 2.4) permettra au système d'augmenter l'exploitation de la diversité.

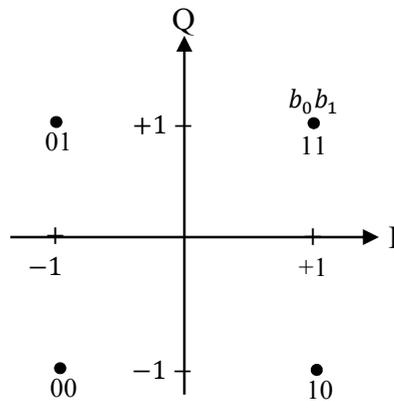
### 2.1.3.6 Le codage binaire-à-symbole (mapping)

Après les opérations de codage et d'entrelacement, on associe aux données binaires des symboles de constellation par l'opération de codage binaire à symbole, généralement appelée *mapping*. Deux types de modulation ont été adoptés dans la norme ECMA-368, la première est la modulation de phase à quatre état (QPSK : Quadrature phase shift keying), et l'autre c'est la modulation de la porteuse double (DCM : dual-carrier modulation). Généralement les systèmes MB-OFDM adoptent huit débits de données : 53.3, 80, 106.7, 160, 200, 320, 400 et 480 Mb/s.

Le système MB-OFDM utilise une modulation de phase à quatre états (QPSK) pour des débits de données compris entre 80 et 200 Mb/s. Dans ce type de modulation, les bits codés et entrelacés sont divisés par groupe de deux, chaque groupe étant ensuite affecté à un des symboles complexes de la modulation QPSK suivant un codage de Gray (Fig.2.10) en utilisant l'équation suivante :

$$D_{QPSK}[K] = F_{MOD} \times [(2 \times b[2K] - 1) + j(2 \times b[2K + 1] - 1)] \quad (2.4)$$

où  $D_{QPSK}[K]$  sont les valeurs de sortie,  $F_{MOD} = 1/2$  est pour normaliser la puissance moyenne des symboles,  $b[2K]$  sont les bits d'entrée où  $K = 0, 1, 2, \dots, n$ , avec  $n = 49$ , dans le cas d'utilisation l'étalement fréquentiel (FDS), sinon  $n = 99$ .



**Figure 2.10** : Constellation QPSK pour le système MB-OFDM.

Afin d'accroître l'exploitation de la diversité du canal par sa robustesse contre les multi-trajets et les interférences pour les débits plus élevés, de 320 à 480Mb/s, une modulation dit DCM a été proposée par Batra [41] et adoptée par l'ECMA en remplacement de la constellation QPSK. La modulation DCM consiste à transmettre le flux binaire codé et entrelacé à l'aide de deux constellations 16-QAM comme le montre la figure 2.11. Chacun des deux flux obtenus est transmis, respectivement, par la première moitié et la seconde moitié des sous-porteuses du symbole OFDM.

Dans la modulation DCM, les bits entrelacés sont divisés en groupes de 200 bits, chaque groupe étant ensuite groupés en 50 groupes de 4 bits. Chaque groupe de 4 bits est représenté par  $b[g(n)]$ ,  $b[g(n) + 1]$ ,  $b[g(n) + 50]$ ,  $b[g(n) + 51]$  avec  $n = 0, 1, \dots, 49$  et donc

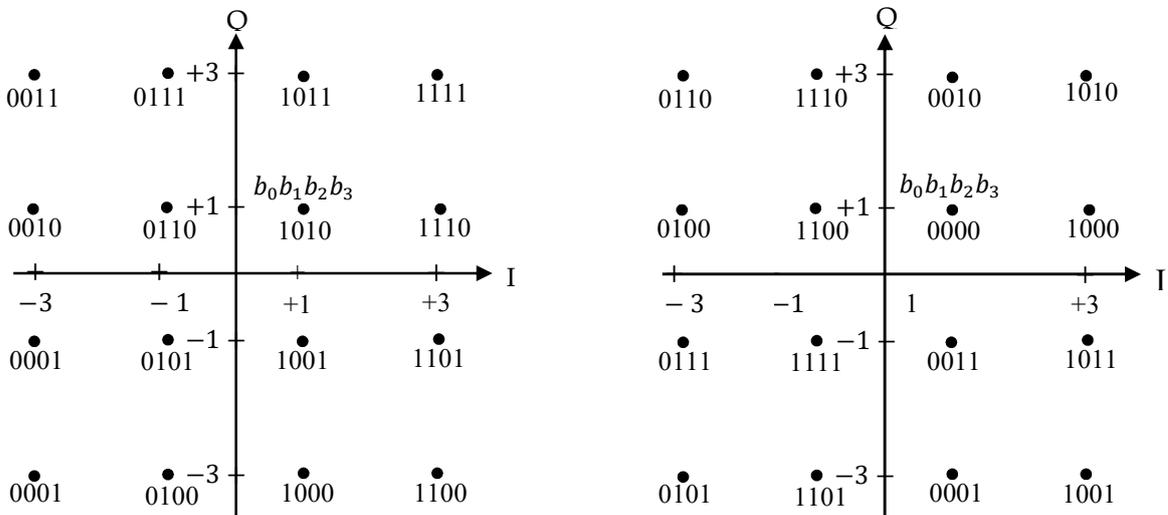
$$g(n) = \begin{cases} 2n & n \in \{0,1, \dots, 24\} \\ 2n + 50 & n \in \{25, \dots, 49\} \end{cases} \quad (2.5)$$

Le symbole DCM de quatre bits binaires sont mappés à deux symboles QPSK  $x[g(n)] + jx[g(n) + 50]$ ,  $x[g(n) + 1] + jx[g(n) + 51]$ . La modulation DCM utilise ensuite l'équation 2.6 pour exécuter une cartographie des symboles QPSK dans deux symboles DCM qui forme deux constellations 16-QAM [41].

$$\begin{bmatrix} y_{DCM}(n) \\ y_{DCM}(n + 50) \end{bmatrix} = F_{MOD} \times \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{g(n)} + jx_{g(n)+50} \\ x_{g(n)+1} + jx_{g(n)+51} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

où  $F_{MOD} = 1 / \sqrt{10}$  est pour normaliser la puissance moyenne des symboles.

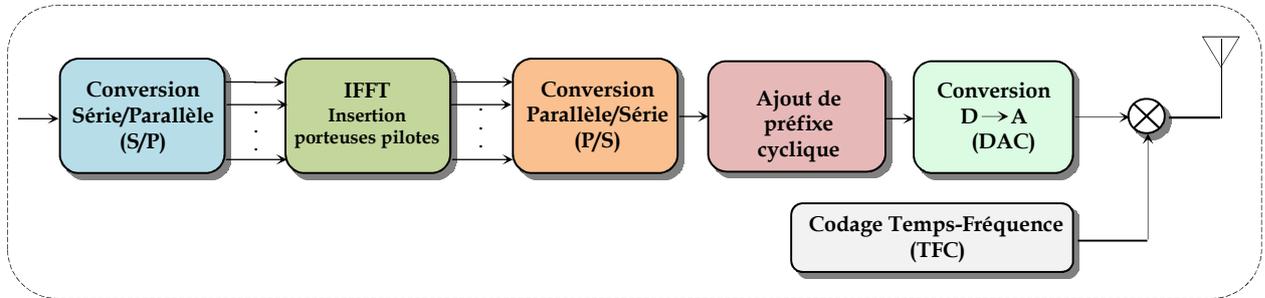
Cette transmission sur des sous-porteuses non adjacentes permet d'accroître la robustesse de ces modes hauts débits vis-à-vis des effets multi-trajets du canal de transmission. La figure 2.11 présente un exemple de constellations de la modulation DCM.



**Figure 2.11** : Constellations 16-QAM de la modulation DCM pour les débits 320 Mb/s, 400 Mb/s et 480 Mb/s du système MB-OFDM

### 2.1.3.7 Modulateur OFDM

La seule différence entre un modulateur OFDM conventionnel et le modulateur OFDM utilisé dans le système MB-OFDM est l'existence d'un codage temps-fréquence (TFC). La figure 2.12 montre un modulateur OFDM.

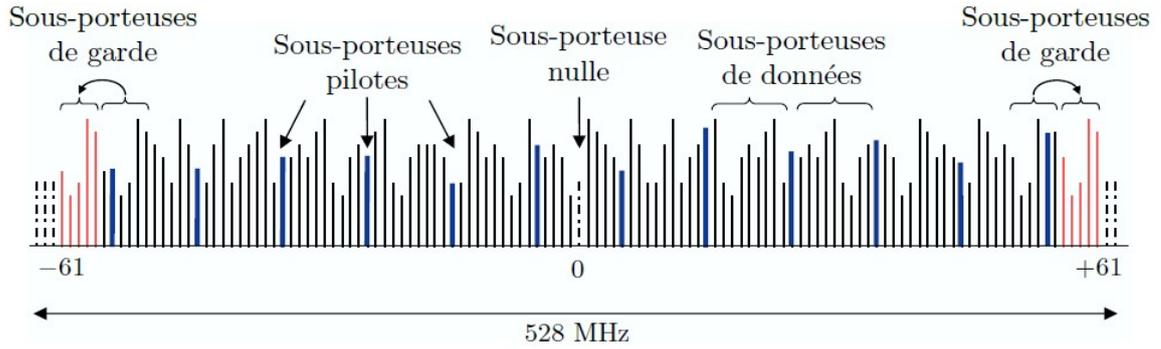


**Figure 2.12 :** Modulateur OFDM utilisé dans le système MB-OFDM.

Les étapes suivies par le modulateur OFDM sont :

- *Conversion série-parallèle(S/P)*
- *IFFT (Insertion des porteuses pilotes)*
- *Conversion parallèle-série(P/S)*
- *Ajout de préfixe cyclique (CP)*
- *Conversion numérique/analogique (DAC)*
- *Codage temps-fréquence (TFC)*

Il faut noter qu'avant la modulation OFDM, des symboles complexes connus de l'émetteur et du récepteur sont insérés parmi les données utiles dans chaque symbole OFDM. Ils sont appelés *symboles pilotes* et servent à la phase d'estimation du canal en réception. Au nombre de  $N_p=12$  pour le système MB-OFDM, ils sont émis sur des sous-porteuses pilotes réparties au sein de chaque symbole OFDM suivant le schéma présenté à la figure 2.13. Cette méthode d'estimation généralement utilisée est intéressante pour sa simplicité de mise en œuvre à l'émission et à la réception. De plus, chaque symbole OFDM comprend  $N_G= 10$  sous-porteuses dites de garde [42].



**Figure.2.13** : Insertion des sous-porteuses pilotes, de gardes et nulles.

### 2.1.3.8 Modèle de signal MB-OFDM transmit

En système ULB MB-OFDM, les informations codées sont transmises en utilisant une modulation OFDM sur une des sous-bandes et ce dans un intervalle de temps particulier. En effet, le MB-OFDM utilise un nombre de sous-porteuses  $N = 128$  par sous-bande à travers un canal multi-trajets à évanouissement sélectif en fréquence avec une bande passante de 528 MHz. Cela conduit à une séparation de sous-porteuses de  $\Delta f$ . À chaque intervalle de temps, l'émetteur applique une transformation de Fourier rapide inverse (IFFT) de 128 points pour générer un symbole OFDM d'une durée  $T_u = 1/\Delta f$ . Afin d'améliorer les performances de transmission et éliminer l'impact des interférences inter-symboles (ISI), un préfixe cyclique (CP) d'une durée  $T_{cp}$  est ajouté à la sortie du signal IFFT. Par ailleurs, un intervalle de garde supplémentaire (IG) de durée  $T_w$  est ajouté pour permettre à l'émetteur et au récepteur de passer d'une sous-bande à une autre. Après l'addition du CP et du IG, le symbole OFDM est passé à travers un convertisseur numérique/analogique (DAC) résultant en un signal analogique en bande de bases OFDM de durée de symbole  $T_s = T_{cp} + T_u + T_w = 312.5 \text{ ns}$ , permettant, ainsi, au symboles complexes  $x_k$  d'être transmis sur la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse OFDM au cours de la période du  $n^{\text{ème}}$  symbole OFDM. Le  $n^{\text{ème}}$  bloc du signal OFDM en bande de bases à émettre, peut être exprimé comme suit [23]

$$S_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(n) e^{(j2\pi\Delta f(t-T_{cp}))} \quad (2.7)$$

Où  $t \in [T_{cp}, T_u + T_{cp}]$

Dans l'intervalle de temps  $[0, T_{cp}]$ ,  $S_n(t)$  est une copie de la dernière partie du symbole OFDM et dans l'intervalle  $[T_u + T_{cp}, T_s]$ , il correspond à la durée IG,  $S_n(t)$  est égal à zéro. Enfin, le signal complexe en bande de bases,  $S_n(t)$  est filtré, converti en un signal RF avec une fréquence centrale  $f_c$  et envoyé à l'antenne d'émission. Le signal ULB MB-OFDM final transmis avec le codage temps-fréquence (TFC) peut être décrit par [23] :

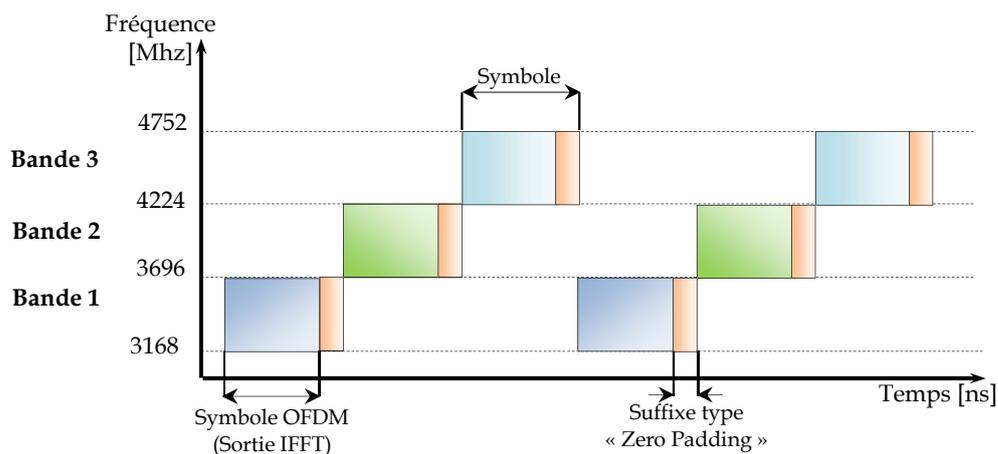
$$S_{RF}(t) = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N_{paket}-1} S_n(t - nT_s) e^{j2\pi f_c q(n)t} \right\} \quad (2.8)$$

où  $\Re\{\cdot\}$  représente la part réelle du signal,  $T_s$  est la durée de symbole,  $N_{paket}$  est le nombre de symbole OFDM dans le paquet,  $f_c$  est la fréquence centrale,  $q(n)$  est une fonction qui fait correspondre le  $n^{\text{ème}}$  symbole OFDM à la fréquence appropriée et  $S_n(t)$  est le signal complexe en bande de base du  $n^{\text{ème}}$  symbole. Les symboles MB-OFDM transmis sont entrelacés dans le temps sur les 14 sous-bandes comme le montre la figure 2.1 selon le code temps-fréquence (TFC) spécifié. Cependant, la relation entre la fréquence centrale  $f_c$  de porteuse et le nombre de sous-bande  $N_b$  sur laquelle le  $n^{\text{ème}}$  symbole OFDM est transmis, est donnée par :

$$f_c = 2.904 + (N_b \times 528), \quad N_b = 1 \dots 14 \quad (\text{MHz}) \quad (2.9)$$

#### 2.1.4 Utilisation d'un Code Temps-Fréquence (TFC)

La différence principale du système MB-OFDM par rapport à un système OFDM classique est l'utilisation d'un code temps-fréquence (TFC : Time Frequency Code). Ce dernier spécifie à chaque symbole OFDM sa fréquence centrale d'émission. Ainsi, comme l'illustre la figure 2.14, chaque symbole occupe une sous-bande différente du symbole précédent. Une durée  $T_w = 9.47$  ns est allouée à la fin de chaque symbole émis pour permettre d'effectuer le saut de fréquence.



**Figure 2.14 :** Exemple de codage temps-fréquence pour les systèmes MB-OFDM dans le groupe 1, TFC = {1, 2, 3, 1, 2, 3, ...}.

La norme ECMA-368 a définie pour chacun des six groupes un certain nombre de TFC possibles, les codes du groupe 1 sont présentés dans le tableau 2.4.

<i>Numéro du TFC</i>	<i>Type de TFC</i>	<i>Code TFC</i>
1	<i>TFI</i>	<i>1 2 3 1 2 3</i>
2	<i>(Time-Frequency Interleaving)</i>	<i>1 3 2 1 3 2</i>
3		<i>1 1 2 2 3 3</i>
4		<i>1 1 3 3 2 2</i>
5		<i>FFI</i>
6	<i>(Fixed Frequency Interleaving)</i>	<i>2 2 2 2 2 2</i>
7		<i>3 3 3 3 3 3</i>
8	<i>TFI2</i>	<i>1 2 1 2 1 2</i>
9	<i>(TFI sur 2 sous-bandes)</i>	<i>1 3 1 3 1 3</i>
10		<i>2 3 1 3 2 3</i>

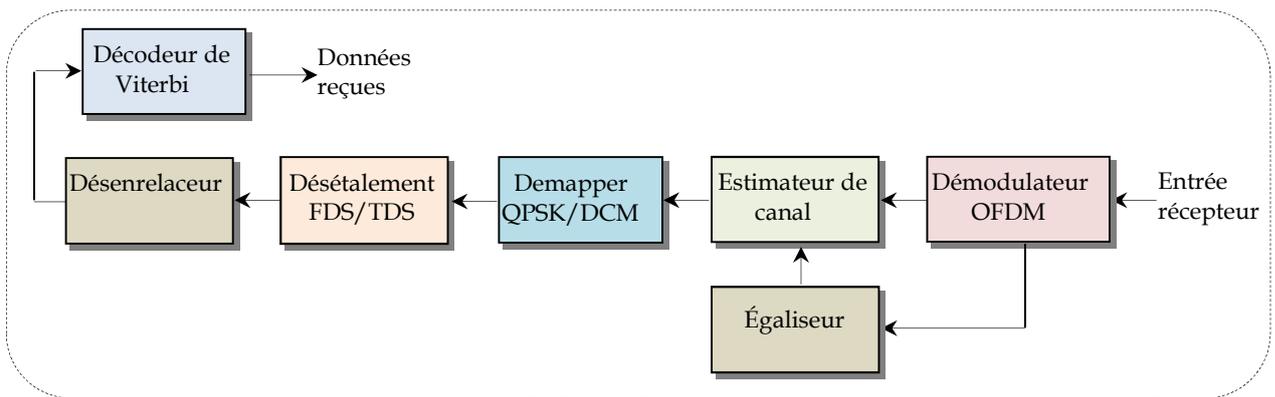
**Tableau 2.4 :** Codes temps-fréquence (TFC) pour le groupe 1 pour les premières générations de systèmes MB-OFDM [13].

Ces TFC sont regroupés sous trois appellations selon que les sauts s'effectuent sur les trois sous-bandes du groupe (TFI : Time Frequency Interleaving), sur deux sous-bandes (TFI2) ou qu'il n'y a simplement pas de saut (FFI : Fixed Frequency Interleaving). L'utilisation du TFC présente plusieurs avantages pour le système MB-OFDM. Il permet tout d'abord, de fournir une diversité de fréquence dans le système. Le TFC permet également de rendre possible la gestion de plusieurs utilisateurs dans un même environnement.

## 2.1.5 Architecture du récepteur

### 2.1.5.1 Modèle de système

La réception des signaux MB-OFDM s'effectue à partir du récepteur représenté schématiquement à la figure 2.15 [39]. Nous allons focaliser notre description sur les blocs d'égalisation, d'estimation du canal et de désétalement fréquentiel et temporel, au sens de la norme.



**Figure 2.15** : Schéma synoptique de récepteur MB-OFDM.

Après avoir enlevé le préfixe cyclique (CP) et effectué la transformée de Fourier rapide FFT au niveau du récepteur, le symbole OFDM reçu sur une sous-bande de données peut être écrit sous cette forme [39]

$$y = H_d s + z \quad (2.10)$$

où les deux vecteurs  $y$  et  $s$ , de longueurs  $N_{données} \times 1$ , désignent les symboles reçus et transmis, respectivement. Le vecteur aléatoire de bruit  $z$  est supposé être de moyenne nulle, de symétrie circulaire, gaussien complexe avec une distribution  $z \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ .

$H_d = \text{diag}(H)$  est la diagonale de la matrice du canal de taille  $N_{données} \times N_{données}$ .

### 2.1.5.2 Estimation du canal

Afin d'estimer le canal en réception, un système MB-OFDM envoie des symboles pilotes OFDM au début de la trame d'informations. Selon le modèle proposé à l'équation 2.10, le signal reçu pendant un intervalle de formation du canal, en considérant l'estimation du canal  $H$  avec des entraînements  $N_p$  des symboles  $S_{p,i}$  avec  $i = 1, \dots, N_p$ , est donné par [39]

$$Y_p = H_d S_p + Z_p \quad (2.11)$$

où chaque colonne  $S_p = [s_{p,1}, \dots, s_{p,N_p}]$ , de la matrice de taille  $N_{données} \times N_p$ , contient un symbole pilote OFDM. Les entrées de la matrice du bruit  $Z_p$  ont la même distribution que celle de  $z$ . L'estimation de  $H_d$  par l'algorithme de moindre carré est obtenue en minimisant  $\|Y_p - H_d S_p\|_F^2$  [23]

$$\hat{H}_d^{LS} = Y_p S_p^T (S_p S_p^T)^{-1} \quad (2.12)$$

### 2.1.5.3 Égalisation

L'égalisation est une opération permettant de compenser les distorsions apportées par le canal. Dans le cas des modulations multi-porteuses, ces distorsions peuvent être simplement compensées en multipliant chaque symbole  $y_k(i)$  reçu sur chaque sous-porteuse  $k$  par un coefficient  $g_k(i)$  approprié. Une matrice d'égalisation  $G(i)$  est appliquée sur le signal reçu dans le domaine fréquentiel:

$$\hat{y}_N(i) = G(i) y_k(i) \quad (2.13)$$

avec  $G(i) = D_N(g_k(i))$ . Les coefficients complexes  $g_k(i)$  sont dérivés à partir des critères de réception définis. Parmi ces critères envisagés, on peut citer le forçage à zéro ZF (*Zero Forcing*) ou le minimum d'erreur quadratique moyenne MMSE (*Minimum Mean Square Error*) sont habituellement retenus pour le calcul de  $G(i)$ .

**Le critère ZF :** La technique ZF consiste à multiplier chaque sous-porteuse  $k$  du signal par l'inverse de la réponse en fréquence du canal à la fréquence correspondante.

Ainsi la matrice d'égalisation est égale à :

$$G_{zf}(i) = D_N^T(h_N) \quad (2.14)$$

où l'opérateur  $(.)^T$  désigne la matrice pseudo-inverse de Moore-Penrose définie, dans le cas d'une matrice quelconque  $M$ , par  $M^T = (M^H M)^{-1} M^H$ .  $G_{zf}(i)$  est une matrice diagonale. Dans ce cas, le terme d'égalisation est obtenu indépendamment pour chaque sous-porteuse  $k$  :

$$\hat{y}_{zf,k}(i) = \frac{1}{h_k(i)} y_k(i) \quad (2.15)$$

La limitation majeur de cette technique apparaît lorsque le canal possède un ou plusieurs évanouissements profonds, c'est-à-dire lorsque la réponse en fréquence du canal est proche de 0. Dans ce cas,  $g_k(i)$  tend vers l'infini amplifiant très fortement la puissance du bruit à cette fréquence.

**Le critère MMSE** : L'objectif de la technique MMSE est de minimiser la valeur de l'erreur quadratique moyenne entre le signal transmis  $x_N(i)$  et le signal en sortie de l'égalisateur  $\hat{y}_N(i)$  en prenant en compte le bruit. La minimisation de l'erreur  $E[|x_N(i) - G(i)y_N(i)|^2]$  permettant de conduire à la matrice d'égalisation suivante:

$$G_{\text{mmse}}(i) = D_N^H(h_N) \left( D_N^H(h_N)D_N(h_N) + \frac{1}{\text{SNR}_N} I_N \right)^{-1} \quad (2.16)$$

où  $\text{SNR}_N = [\gamma_0, \dots, \gamma_{k-1}]^T$  est le rapport signal à bruit et  $k$  est le rapport signal à bruit moyen par sous-porteuse. À partir de cette expression, on peut trouver l'expression du signal obtenu après l'égalisation [42] :

$$\hat{y}_{\text{mmse},k}(i) = \frac{h_k^*(i)}{|h_k(i)|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} y_k(i) \quad (2.17)$$

L'avantage de l'égalisateur MMSE par rapport à l'égalisateur ZF est que lorsque  $|h_k|^2 \simeq 0$ ,  $g_k \simeq h_k^* \gamma_k$  et ne tend plus vers l'infini. L'égalisateur doit cependant connaître le rapport signal à bruit  $\gamma_k$  pour chaque sous-porteuse  $k$ .

#### 2.1.5.4 Décodage du canal

Après avoir égalisé dans le domaine fréquentiel et désentrelacé le signal reçu, le système MB-OFDM utilise habituellement un décodeur de Viterbi afin d'estimer les bits de données transmis. Pour une description détaillée de l'algorithme de Viterbi, voir [39].

## 2.2 Analyse critique du système MB-OFDM

### 2.2.1 Les avantages

Contrairement au technique radio impulsionnelle, la MB-OFDM a été considérée parmi les solutions les plus efficaces contre les canaux sélectifs en fréquence. L'idée de diviser la bande totale du signal en plusieurs sous bandes très étroites a permis de simplifier l'égalisation du canal grâce à l'utilisation d'un intervalle de garde de type *zero-padding*. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux. De plus, la technique MB-OFDM associée à une modulation codée à bits entrelacés (BICM) répond aux objectifs attendus des systèmes ULB, à savoir un signal robuste face aux canaux multi-trajets. Il permet en outre de combattre contre l'interférence inter-symbole (ISI) due aux retards du canal de propagation.

La technique MB-OFDM a une très grande flexibilité dans l'allocation du débit dans un contexte multi-utilisateurs. Elle rend également moins sensibles les communications aux perturbateurs et autres systèmes de communication, grâce aux sauts de fréquence ou temporelle. L'un de ses plus grands atouts vient de sa grande souplesse à répondre aux exigences des masques d'émission des différents organismes de réglementation. La maîtrise des techniques OFDM rend l'implémentation de la technique MB-OFDM relativement simple et peu coûteuse.

Enfin l'utilisation de codage TFC permet à chaque utilisateur de bénéficier de la diversité en fréquence équivalente à trois sous-bandes. Une sous-bande n'étant occupée par un utilisateur donné en moyenne qu'un tiers du temps, la puissance à l'émission peut être augmentée tout en respectant la DSP moyenne maximale imposée par les organismes de réglementation [43].

## 2.2.2 Les inconvénients

Malgré ses nombreux avantages, la technique multi-bande OFDM possède des inconvénients qui limitent sa simplicité et son efficacité. L'un des inconvénients majeurs est les fortes variations d'amplitude (PAPR élevé) des signaux produits par la modulation multi-porteuse OFDM. Lorsqu'on utilise les amplificateurs de puissance HPA (High Power Amplifier), cet inconvénient de PAPR dégrade la performance de la transmission. En effet pour avoir des rendements optimaux, les amplificateurs de puissance doit fonctionner le plus proche possible de leur zone de saturation, malheureusement, cette zone présente de sévères non-linéarités. Ces non-linéarités entraînent des dégradations sur le signal à transmettre et par conséquent, une dégradation de la qualité de transmission. Pour pallier à cette limitation des signaux MB-OFDM, nous proposons dans le chapitre 4 la méthode PDSNT « *Parametric Discrete Sliding Norm Transform* » pour la réduction du PAPR (fluctuation des amplitudes autour de la puissance moyenne du signal) dans le système de communication ECMA-386 ULB. L'objectif de ces années de thèse a été d'apporter notre contribution à la réduction du PAPR afin d'améliorer les performances de système de transmission ULB MB-OFDM et de trouver un bon compromis entre la réduction du PAPR et dégradation du BER ainsi que la complexité.

Le système MB-OFDM est également très sensible aux problèmes de décalage fréquentiel « frequency offset » et de synchronisation [44]. En effet, le décalage fréquentiel engendre de l'interférence entre sous-porteuses (ICI) qui peut détruire l'orthogonalité des sous-porteuses. Dans le deuxième cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques de compensation qui existent pour les modulations mono-porteuses sont mal adaptées aux modulations multi-porteuses et de nouvelles approches sont à l'étude.

## 2.3 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté le système ULB MB-OFDM décrit par la norme ECMA-368. La principale différence avec un système OFDM classique est l'utilisation des codes temps-fréquence (TFC) qui permettent d'une part d'exploiter la diversité fréquentielle sur une bande deux à trois fois plus large mais également de limiter les effets des interférences d'accès multiple en offrant la possibilité à plusieurs utilisateurs de cohabiter dans un environnement proche. La technique MB-OFDM est en effet une bonne candidate notamment grâce à sa maturité et surtout à ses avantages en terme de robustesse sur des canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence tels que le sont les canaux ULB.

Les fortes fluctuations en amplitude du signal apparaissent cependant comme la principale limitation du système MB-OFDM. Ces fluctuations mesurées par le PAPR élevé causent des distorsions non-linéaires quand le signal passe à travers des dispositifs non-linéaires en particulier l'amplificateur de puissance dont les non-linéarités d'amplitude déforment le signal transmis, ce qui engendre des dégradations de systèmes de transmission. Cependant, il est nécessaire alors de réduire le PAPR du signal avant l'amplification, tout en assurant un bon compromis entre la qualité de transmission et le rendement de l'amplificateur.

La réduction du PAPR permet d'améliorer le rendement énergétique de l'amplificateur de puissance et de minimiser les dégradations de signal induites par ce dispositif non-linéaire. Cette conclusion justifie l'intérêt de la réduction du PAPR du signal MB-OFDM avant l'amplification. Nous allons présenter dans le chapitre suivant les amplificateurs de puissance, le problème de PAPR, ainsi que les différentes techniques de réduction du PAPR.

## Chapitre 3

# Les Amplificateurs de Puissance et le Problème du PAPR

---

### 3.1 Introduction

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, l'OFDM est l'une des modulations multi-porteuses le plus prometteuses, qui présentant en effet un degré de maturité de fait de son utilisation dans de nombreux standards de télécommunication tels que le WiFi, le WIMAX, le DVB-T, ou encore LTE comme standards utilisant aujourd'hui l'OFDM. Cette technique donc apparues comme une solution intéressante permettant aux technologies actuelles d'atteindre des débits très élevés de transmission sans fil grâce à sa bonne efficacité spectrale, sa robustesse vis-à-vis des canaux à multi-trajets, sa simplicité d'égalisation au récepteur, et ses avantages en terme de réduction d'interférence inter-symbole.

Cependant, contrairement au signal issu d'une modulation mono-porteuse, le signal OFDM résulte de l'addition de plusieurs signaux, chacun modulé par une porteuse différente. En effet, l'addition de ces porteuses qui peut être cohérente engendre alors une forte dynamique de l'enveloppe de signal avec la présence de plusieurs pics. Ces fortes variations d'amplitudes sont généralement caractérisées par un PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé. Le PAPR est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal. Cela a des conséquences directes sur les performances des dispositifs non-linéaires, tels que l'amplificateur de puissance.

L'amplificateur de puissance HPA (High Power Amplifier) est un des composants clés des émetteurs dans les systèmes de radiocommunications où il a une influence prépondérante sur le bilan global de la chaîne de transmission en termes de consommation énergétique et de qualité du signal émis. Il permet d'amplification du signal à transmettre pour résister aux atténuations causées par la propagation en espace libre [45]. Dans toute chaîne de transmission, il est souhaitable d'avoir un amplificateur de puissance à rendement maximal. Malheureusement que cette condition implique que ce dernier doit fonctionner proche de la zone non-linéaire. Cependant, l'amplificateur de

puissance présent de sévères non-linéarités lorsqu'il fonctionne au plus proche de leur zone de saturation, zone dans laquelle le rendement est optimal. Ces non-linéarités entraînent des fortes distorsions sur les signaux à transmettre. Ces effets sont d'autant plus gênants que les signaux à amplifier présentent de fortes fluctuations d'amplitude, c'est-à-dire à PAPR élevé.

Plusieurs approches permettant d'une part de minimiser les distorsions dues aux non-linéarités de l'amplificateur et d'autre part d'optimiser le rendement énergétique de celui-ci afin de faire des économies d'énergie, ont été proposées dans la littérature [46,47]. Deux approches sont alors présentées dans la littérature. Il s'agit de l'approche basée sur la réduction du PAPR [48,49], et l'approche de linéarisation [50]. La première approche consiste à réduire la dynamique du signal à amplifier, alors que la deuxième approche consiste à linéariser au mieux les caractéristiques de conversions de l'amplificateur. Dans cette étude nous nous intéressons seulement à la première approche.

Dans ce chapitre, nous présenterons dans un premier temps des généralités sur l'amplificateur de puissance, ses caractéristiques de transfert, sa modélisation ainsi que l'influence de sa non-linéarité sur le signal amplifié. Ensuite, nous définirons le problème du PAPR lors de l'amplification du signal multi-porteuse OFDM. Dans un second temps, nous aborderons des méthodes de réduction du PAPR proposées dans la littérature, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Enfin nous présenterons les critères de sélection des méthodes de réduction du PAPR.

## **3.2 Généralités sur les amplificateurs de puissance**

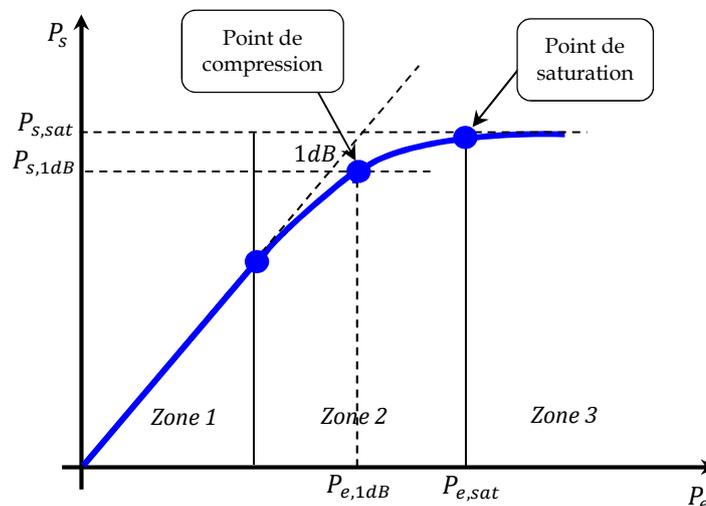
### **3.2.1 Définition**

Pour assurer une transmission radio plus robuste sur longue distance, les émetteurs ont besoin d'un amplificateur de puissance pour fournir une puissance suffisamment importante au signal à transmettre afin de garantir son arrivée au récepteur sans déformations qui se produisent lors de la propagation en espace libre [45]. Il joue en effet un rôle prépondérant sur l'efficacité de transmission. Ainsi, il est important de déterminer le rendement énergétique de l'amplificateur et de s'interroger aussi sur l'impact du signal à amplifier sur ce rendement d'autant plus que l'amplificateur de puissance est l'élément qui consomme le plus d'énergie parmi tous les éléments de l'émetteur [51]. Or les circuits de l'amplificateur sont construits à partir de dispositifs

électroniques actifs (ex. les transistors) de nature non-linéaires. Cependant, suivant la nature des dispositifs actifs qui les composent, on peut distinguer en général deux types d'amplificateurs de puissance [52]. Le premier type est un amplificateur à tubes à ondes progressives (TOP) ou TWTA (Travelling Wave Tube Amplifier) utilisé principalement dans les transmissions par satellite. Le second type est un amplificateur à semi-conducteur SSPA (Solid State Power Amplifier) utilisé principalement pour les transmissions radio terrestre comme la téléphonie [53].

### 3.2.2 Caractéristiques de l'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance est un dispositif non-linéaire caractérisé par ses caractéristiques ou encore sa fonction de transfert représentant les relations entrée-sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/AM (Amplitude/Amplitude) représente la variation de l'amplitude de la tension de sortie en fonction de celle d'entrée. La caractéristique AM/PM (Amplitude/Phase) représente la variation de la phase de la tension de sortie en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée [51]. La Figure 3.1 ci-dessous illustre la forme de caractéristique AM/AM pour un amplificateur de type SSPA.



**Figure 3.1 :** Exemple de caractéristique AM/AM d'un amplificateur type SSPA

Dans ce qui suit, on se focalise seulement sur la caractéristique AM/AM (Figure 3.1) qui comporte trois zones particulières :

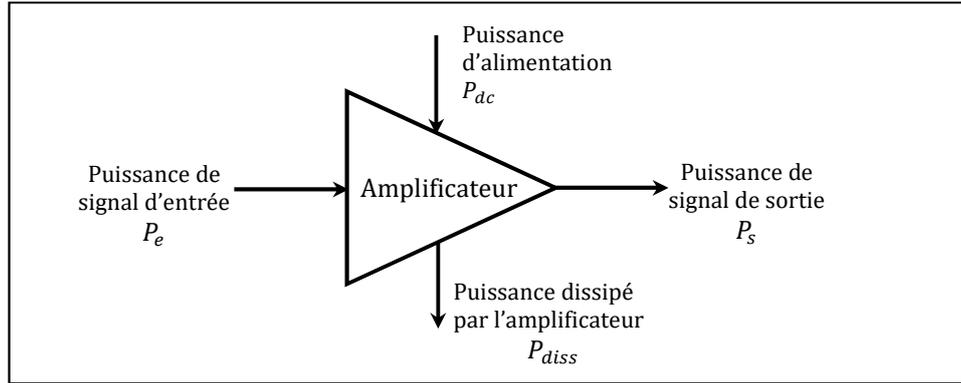
- *Zone 1* ou *Zone linéaire* : Dans cette zone, l'amplificateur de puissance à un comportement linéaire car l'amplitude de sortie est proportionnelle à l'amplitude

d'entrée avec un gain supérieur à 1, voir la courbe AM/AM de la Figure 3.1a. C'est exactement le rôle que l'on souhaite obtenir de l'amplificateur. Aucune distorsions engendrées dans cette zone. On peut noter que les puissances d'entrée sont faibles dans cette zone.

- *Zone 2 ou Zone de compression* : c'est une zone où la puissance de sortie de l'amplificateur n'est plus proportionnelle à celle d'entrée. Cette non-linéarité engendra des distorsions (distorsions d'amplitudes, de phase, ou encore d'intermodulations) sur le signal de sortie. On peut remarquer ainsi que la caractéristique de l'amplificateur dans cette zone est de plus en plus curviligne. Le gain donc diminue par rapport à celui de la zone linéaire où il était constant. Cette zone contient un point particulier appelé point de compression de l'amplificateur qui est atteint lorsque l'écart entre la courbe de gain de cette zone et le prolongement du gain linéaire de la zone linéaire est de 1dB.
- *Zone 3 ou Zone de saturation* : c'est une zone où la puissance de sortie reste quasi-constante lorsque l'on augmente la puissance de l'entrée. On dit que l'amplificateur est saturé. Dans cette zone, les distorsions sont très importantes. On peut noter que les puissances d'entrée sont très élevées et le bilan énergétique est donc médiocre.

### 3.2.3 Notion de rendement

Le rendement est l'un des paramètres clés de l'amplificateur qui permet de quantifier son efficacité énergétique. Pour amplifier un signal, l'amplificateur puise la puissance nécessaire utile dans une source de courant continue qu'il injecte dans le signal présent de son entrée pour augmenter sa puissance. Il peut donc être considéré comme un dispositif transformateur d'énergie, alimenté par un signal continu dont la puissance est  $P_{dc}$  afin d'augmenter la puissance  $P_e$  du signal d'entrée. Idéalement, la puissance totale à l'émission  $P_{dc}$  devrait être transformée en puissance utile à la sortie  $P_s$ . Malheureusement, en réalité il faut aussi considérer une puissance dissipée  $P_{diss}$  au sein de l'amplificateur comme illustré dans la figure 3.2.



**Figure 3.2 :** Bilan énergétique d'un amplificateur de puissance

On peut noter que par principe de la conservation d'énergie en physique que le bilan énergétique d'un amplificateur de puissance comme le montre la figure 3.2 est alors donné par :

$$P_e + P_{dc} = P_{diss} + P_s \quad (3.1)$$

Plusieurs types de mesure de rendement peuvent être utilisés pour mesurer la consommation énergétique de l'amplificateur, ce qui permettant de définir donc son efficacité énergétique. Parmi les mesures possibles de rendement, la plus répandue est celle du rendement DC (Direct Current), défini comme le rapport entre la puissance de sortie  $P_s$  et la puissance d'alimentation  $P_{dc}$

$$\eta_{dc} = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad (3.2)$$

D'autres mesures du rendement, également bien connues, sont le rendement total défini par l'équation (3.3), et le rendement appelé PAE (Power Added Efficiency), défini par l'équation (3.4) :

$$\eta_{total} = \frac{P_s}{P_e + P_{dc}} \quad (3.3)$$

$$\eta_{PAE} = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \quad (3.4)$$

Ces deux dernières mesures permettent de donner une idée du rendement et du gain en même temps, contrairement au rendement DC qui définie par l'équation (3.2).

Dans tous les cas, le rendement dépend de plusieurs paramètres de conception tels que la classe d'opération de l'amplificateur (classe A, B, AB...) ainsi que la technologie de conception des circuits de l'amplificateur et notamment les transistors.

### 3.2.4 Les Reculs d'entrée et de sortie

Généralement, le signal obtenu à la sortie de l'amplificateur subit à la fois des distorsions d'amplitude et de phase dues aux caractéristiques AM/AM et AM/PM. Pour éviter ou diminuer ces effets indésirables, on est souvent amené à prendre un certain recul par rapport au point de compression à 1 dB ou par rapport la puissance de saturation dans le but de faire fonctionner dans la région le plus proche de la zone linéaire. Il est indispensable de définir alors les notions de recul d'entrée IBO (Input Back-Off) et de sortie OBO (Output Back-Off) par les équations suivantes [50,51,54] :

$$IBO[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{P_{e,1dB}}{P_e}, \quad (3.5)$$

$$OBO[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{P_{s,1dB}}{P_s}, \quad (3.6)$$

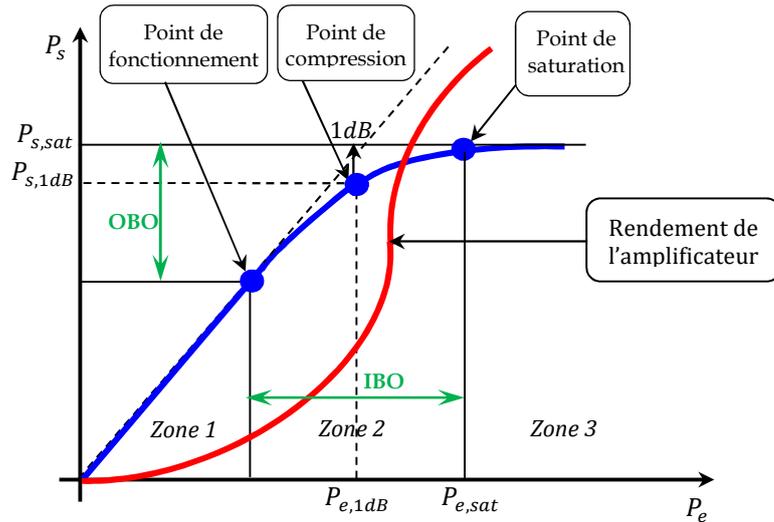
Où  $P_{e,1dB}$  et  $P_e$  désignent respectivement la puissance d'entrée au point de compression 1dB et la puissance d'entrée du signal. De même  $P_{s,1dB}$  et  $P_s$  désignent respectivement la puissance de sortie au point de compression 1dB et la puissance de sortie du signal.

Les paramètres IBO ou OBO caractérisant la zone de la fonction de transfert AM/AM de l'amplificateur dans laquelle il est utilisé. Plus ils sont faibles, plus on s'approche de la zone de saturation de l'amplificateur et on verrait apparaître des distorsions dû à la non-linéarité. Dans ce cas, le seul avantage serait le rendement énergétique obtenu qui est très important pour le bilan énergétique.

En effet, le rendement d'un amplificateur analogique des classes A, B, AB, et C qui sont les plus utilisés, est donné par l'équation (3.7), où  $\theta$  représente l'angle de conduction du courant du drain. On peut ainsi observer que lorsque l'OBO est faible, c'est à dire  $P_s$  élevée, on a bien un rendement  $\eta$  important.

$$\eta = \frac{\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{2(\sin(\theta) - \theta \cos(\theta))} \frac{1}{OBO} \quad (3.7)$$

La figure 3.2 illustre la courbe AM/AM ainsi que la courbe (allure) du rendement énergétique de l'amplificateur de puissance.



**Figure 3.3** : Les paramètres d'intérêt d'un amplificateur de puissance

D'après la figure 3.3, on peut remarquer que plus l'IBO est élevé, plus l'amplificateur fonctionnera dans sa zone linéaire qui est la zone où le rendement de l'amplificateur est faible. Dans ce cas, l'amplificateur consommerait plus d'énergie inutilement. Par conséquent des très faibles distorsions sur le signal à la sortie apparaissent. On peut aussi noter que plus l'IBO est faible, plus on s'approche de la zone de saturation qui représente la zone à rendement optimal. Malheureusement, cette zone de l'amplificateur présente des sévères non-linéarités. Ces non-linéarités entraînent des distorsions très importantes sur le signal à la sortie. Plusieurs techniques permettent de réduire les distorsions des amplificateurs en évitant un IBO élevé. Parmi ces techniques, on peut citer entre autre les techniques de linéarisation des amplificateurs de puissance et les techniques de réduction de PAPR que nous verrons plus tard.

### 3.2.5 Les modèles des amplificateurs de puissance

Dans cette section, nous allons donner d'abord quelques modèles des amplificateurs de puissance présents dans la littérature. Soit  $x(t)$  le signal à l'entrée de l'amplificateur, le signal à la sortie de l'amplificateur  $z(t)$  s'écrit sous la forme:

$$\begin{aligned} z(t) &= f_{AP}(x(t)) \\ &= H_{AP}(r(t)) e^{j(\Phi(t) + \Psi_{AP}(r(t)))} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Où  $r(t)$  et  $\Phi(t)$  sont respectivement le module et la phase du signal d'entrée  $x(t)$ , i.e  $x(t) = r(t) e^{j(\Phi(t))}$ ,  $H_{AP}(\cdot)$  et  $\Psi_{AP}(\cdot)$  sont respectivement les fonctions de transfert AM/AM et AM/PM de l'amplificateur.  $f_{AP}(\cdot)$  est la fonction de transfert complexe [51].

Un modèle d'amplificateur de puissance est habituellement caractérisé par les fonctions de transfert  $H_{AP}(\cdot)$  et  $\Psi_{AP}(\cdot)$  qui donnent respectivement l'amplitude de la sortie en fonction de l'amplitude d'entrée. Cependant, la première étape de modélisation d'un système est le choix du modèle des fonctions de transfert. Ensuite vient l'estimation des paramètres du modèle à partir de mesures et puis enfin l'analyse des performances et de la généralisation du modèle [55]. Dans littérature, plusieurs modèles ont été proposées pour modéliser le comportement non-linéaire des amplificateurs. Cependant, on distingue les modèles statiques, quasi-statiques et dynamiques [56] [57].

### 3.2.5.1 Modèle polynomial

Le modèle polynomial, décrit par l'équation (3.9) est sans doute le modèle le plus simple pour modéliser le comportement d'un amplificateur de puissance. Ce modèle est le plus couramment utilisé et traduit l'évolution de la puissance de sortie par rapport à la puissance d'entrée.

$$z(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k x(t)^k, \quad (3.9)$$

Où  $x(t)$  et  $z(t)$  sont respectivement les signaux d'entrée et de sortie,  $a_k$  sont des coefficients réels obtenus par des mesures expérimentales, et  $k$  est le degré du polynôme.

Il a été prouvé dans [58] que pour un amplificateur de type polynomial défini par l'équation (3.9), les caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM s'écrivent :

$$H_{AP}(r(t)) = \sum_{k=0}^{K_p-1} a_{2k+1} r(t)^{2k+1}, \quad K = 2K_p - 1 \quad (3.10)$$

$$\Psi_{AP}(r(t)) = 0 \quad (3.11)$$

La caractérisation de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance par un modèle type polynomial est fondamentale pour toute approche de modélisation de l'amplificateur de puissance, mais elle est insuffisante [59] pour décrire parfaitement le comportement de l'amplificateur de puissance dans une application réelle où des signaux complexes sont exploités.

### 3.2.5.2 Modèle de Rapp

C'est le modèle le plus utilisé pour les amplificateurs à semi-conducteurs (SSPA) dans le cas de la transmission multi-porteuse [53]. Ses caractéristiques AM/AM et AM/PM sont définies par les équations suivantes:

$$H_{AP}(r(t)) = \frac{G_a r(t)}{\left(1 + \left(\frac{G_a r(t)}{A}\right)^{2b}\right)^{\frac{1}{2b}}} \quad (3.12)$$

$$\Psi_{AP}(r(t)) = 0 \quad (3.13)$$

où  $A$  représente l'amplitude de la tension de sortie au point de saturation de l'amplificateur et  $G_a$  est le gain d'amplification en zone linéaire. Le paramètre  $b$  est un entier, permettant de contrôler la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation de la caractéristique de transfert AM/AM de l'amplificateur.

### 3.2.5.3 Modèle de Saleh

Le modèle couramment utilisé pour les amplificateurs à tubes d'ondes progressives (ATOP) [52] est le modèle de Salah dont les caractéristiques AM/AM et AM/PM sont s'exprimées en fonction de quatre paramètres  $\alpha_a$ ,  $\beta_a$ ,  $\alpha_\phi$  et  $\beta_\phi$  :

$$H_{AP}(r(t)) = \frac{\alpha_a r(t)}{1 + \beta_a r(t)^2} \quad (3.14)$$

$$\Psi_{AP}(r(t)) = \frac{\alpha_\phi r(t)^2}{1 + \beta_\phi r(t)^2} \quad (3.15)$$

Il faut noter que lorsque l'amplitude du signal d'entrée  $r(t)$  augmente, la caractéristique AM/AM, i.e  $H_{AP}(r(t))$  devient proportionnelle à  $1/r(t)$  et la caractéristique AM/PM tend vers une constante.

### 3.2.5.4 Modèle avec effets de mémoire

Les modèles précédents sont utilisés pour les signaux à bande étroite. Cependant pour les signaux larges bandes, ces modèles ne sont pas valides. Par conséquent, il existe d'autres modèles destinés à ce genre d'applications. Ces modèles s'appellent les modèles avec effet mémoire. Un comportement statique ou sans mémoire de l'amplificateur signifie que le signal de sortie à un instant donné ne dépend que de l'amplitude du signal

d'entrée au même instant. Cependant, pour un signal large bande, le signal en sortie de l'amplificateur dépend aussi de la fréquence et de la largeur de bande du signal en entrée. Par conséquent, la caractéristique de l'amplificateur n'est pas statique mais dynamique. Ceux sont les effets mémoire.

Ces effets sont principalement dus aux variations d'impédance avec la fréquence des circuits de polarisation des transistors ou d'adaptation de l'amplificateur [63-50]. Les effets mémoire peuvent être aussi dus aux phénomènes électrothermiques liés à la variation de la température des circuits semi-conducteurs [55]. Généralement, il existe deux types d'effets mémoire : les effets mémoire à haute fréquence et les effets mémoire à basse fréquence [63]. Pour prendre en compte ces effets, le modèle de l'amplificateur est généralement modifié en utilisant des filtres qui permettent de prendre en compte les variations fréquentielles du signal d'entrée. Les modèles les plus utilisés sont le modèle de Volterra [55], le modèle de Hammerstein [57] et le modèle de Wiener [57].

### **3.2.6 Influence de non-linéarités des amplificateurs dans un système de communication**

Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'amplificateur de puissance est l'un des éléments essentiels dans une chaîne de transmission qui présente des caractéristiques (AM/AM) et (AM/PM) non-linéaires. Leur influence est importante sur les performances globales du système en termes de consommation énergétique et en termes de qualité du signal émis. La non-linéarité ne poserait pas de problème si les signaux d'entrée étaient à enveloppe constant et à faible dynamique (faible PAPR). En effet, ce type de modulations optimise l'efficacité de la fonction d'amplification en se mettant au plus près de la saturation. Pour autant, les systèmes de communications actuels sont basés principalement sur la technique de modulation multi-porteuse de type OFDM. Cependant, ces systèmes doivent faire face au problème existant de la non-linéarité de l'amplificateur mais avec une difficulté supplémentaire, du fait de la nature spécifique des signaux qu'ils sont à enveloppes non constantes et à très grande dynamique (fort PAPR). Cette particularité rend les signaux multi-porteuses OFDM très sensibles aux non-linéaires des composantes analogiques comme l'amplificateur de puissance. Les non-linéarités des amplificateurs entraînent de sévères distorsions sur la qualité de signal amplifié. Il s'agit principalement des distorsions à l'intérieur de la

bande passante de signal appelées « *In-Band* » et des distorsions à l'extérieure de la bande passante de signal appelées « *Out-Of-Band* ». À l'intérieur de la bande, ces distorsions affectent la qualité du signal transmis qui peut être évalué par le calcul de BER (Bit Rate Error) et ainsi dégradent la récupération de l'information à la réception. À l'extérieur de la bande, ces distorsions sont principalement des bruits qui se traduisent par des remontées spectrales dans les canaux adjacents qui peuvent être évaluées par le calcul de la métrique ACPR (Adjacent Chanel Power Ratio) et engendrent des interférences entre les utilisateurs.

### 3.3 Problème du PAPR

Le signal OFDM résulte de l'addition de plusieurs signaux, chacun modulé par une porteuse différente. L'addition de ces porteuses peut être cohérente sur certains intervalles engendrant alors de fortes variations d'amplitudes. Le PAPR est une métrique qui permet de caractériser la dynamique temporelle de signal. Sa connaissance est nécessaire dans les systèmes de télécommunications pour caractériser le recul de puissance nécessaire pour faire fonctionner l'amplificateur sans dégrader le signal. Le PAPR est directement lié à la consommation énergétique de l'amplificateur de puissance dans les émetteurs radio-mobile et est également un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification.

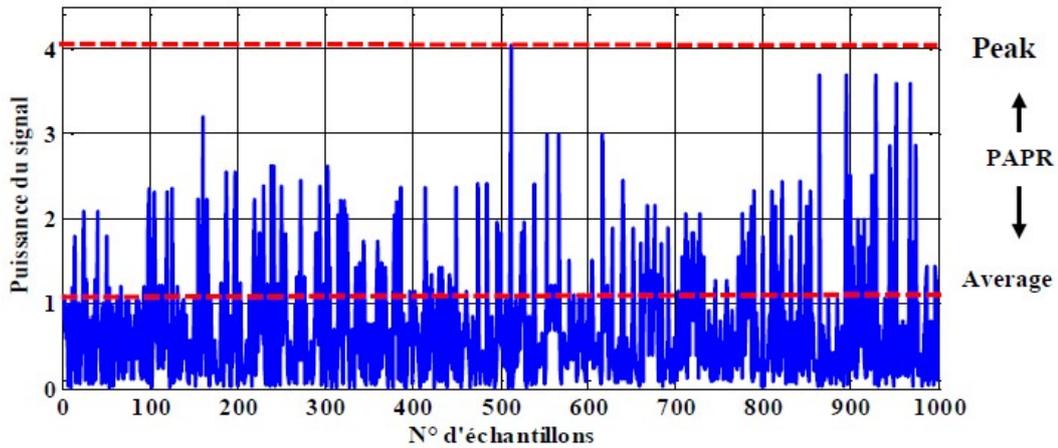
#### 3.3.1 Définition du PAPR

Le PAPR ou « Peak-to-Average Power Ratio » est une métrique permet de mesurer la dynamique de l'enveloppe d'un signal. Il est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale du signal et sa puissance moyenne (Fig. 3.4) [60,61]. Pour un signal OFDM continu  $x(t)$  défini sur un intervalle  $[0, T[$ , le PAPR est donc défini par l'équation suivante :

$$PAPR_{[x]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (3.16)$$

Pour un signal à temps discret  $x[n]$ , avec  $0 \leq n < N$ , l'équation du PAPR devient :

$$PAPR_{[x]} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |x[n]|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2} \quad (3.17)$$



**Figure 3.4 :** Présentation du PAPR à partir d'un signal multi-porteuse

On note que le PAPR à temps discret est généralement différent du PAPR à temps continu. L'auteur dans [62] montre qu'un facteur de sur-échantillonnage  $L = 4$  est indispensable pour une bonne estimation du PAPR à temps continu.

Notons aussi que le PAPR d'un signal en bande de base est différent de celui d'un signal en radio fréquence. Cette différence est due à l'opération de transposition en fréquence porteuse RF. Dans [63], Les auteurs montrent que la relation entre le PAPR du signal en bande de base ( $PAPR_{BB}$ ) et le PAPR du signal en RF ( $PAPR_{RF}$ ) est donnée par :

$$PAPR_{RF}(dB) \leq PAPR_{BB}(dB) + 3dB \quad (3.18)$$

Dans ce qui suit, nous allons considérer seulement le PAPR du signal en bande de base noté PAPR au lieu du  $PAPR_{BB}$  afin de simplifier l'écriture.

Un signal à faible PAPR possède de faibles excursions autour de sa valeur moyenne, on peut ainsi choisir un point de fonctionnement proche du point de compression sans risquer d'obtenir des distorsions et en garantissant un rendement plus élevé. Par contre un signal à fort PAPR possède des excursions très importantes autour de sa moyenne, ce qui entraîne une distorsion du signal transmis avec une dégradation des performances du système de transmission. Pour ces signaux le choix d'un point de fonctionnement très éloigné de la zone de saturation de l'amplificateur s'impose. Ce choix est très préjudiciable car le rendement de l'amplificateur obtenu sera très médiocre.

### 3.3.2 Distribution du PAPR et la CCDF

Le PAPR est une variable aléatoire qui mesure les variations de puissance d'un signal relativement à sa puissance moyenne. Son calcul ne donne donc pas assez d'informations sur la distribution des pics de ce signal. D'où la nécessité d'étudier la notion de distribution du PAPR. La fonction cumulative de répartition du PAPR connu sous le nom de CCDF (*Complementary Cumulative Distrution Function*) est l'outil le plus utilisé dans la littérature pour caractériser le recul nécessaire pouvant permettre une amplification du signal sans distorsion [64,65]. En effet, la CCDF permet pour une certaine valeur  $\gamma$ , de connaître la probabilité qu'un symbole OFDM ait un PAPR plus grand que cette valeur. Cela peut s'exprimer comme suit :

$$CCDF = Pr(PAPR \geq \gamma = PAPR_0) \quad (3.19)$$

Plusieurs travaux de recherche [66-68] ont été proposés pour le calcul de la formule théorique de la fonction de distribution du PAPR d'un signal OFDM. Dans [66] Van Nee donne une approximation de la CCDF pour un signal discret  $x = [x_0, \dots, x_{N-1}]$  en bande de base. Cette approximation peut être approchée par la relation suivante :

$$Pr\{PAPR_{[x]} \geq \gamma\} \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \quad (3.20)$$

Cette relation est seulement valable pour des facteurs de sur-échantillonnage  $L = 1$ . Un PAPR calculé de cette manière ne reflète cependant pas la réalité car des pics d'amplitude ont pu être ignorés. Pour avoir une meilleure estimation des variations du signal OFDM, il faudrait encore plus d'échantillons du signal, donc un facteur de sur-échantillonnage plus grand. Pour des facteurs de sur-échantillonnage supérieurs à 4, on retrouve également dans la littérature des approximations de la CCDF du PAPR du signal analogique. Nous prendrons comme exemple, celle proposée par Van Nee et De Wild [67]. Les auteurs donnent une approximation de la CCDF du PAPR par la relation suivante :

$$Pr\{PAPR_{[x]} \geq \gamma\} \approx 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\tau_2 N^\mu}, \quad (3.21)$$

Où  $\tau_2 = \left(\frac{5.12}{\sqrt{e}}\right)^\mu e^{-0.5704}$  et  $\mu = 1.07$ .  $\mu$  est une constante déterminée par simulation.

Par la suite, Ochiai et Imai [69] proposent une autre approximation de la CCDF du PAPR basée sur une approche probabiliste. Elle consiste à compter le nombre de fois que

l'amplitude du signal analogique atteint une valeur de référence  $\sqrt{\bar{\gamma}}$  fixée. En augmentant la valeur de ce niveau de référence, le décompte résultant se traduit par le nombre de pics ayant une valeur supérieure à ce seuil. Ainsi, pour  $\sqrt{\bar{\gamma}} = \pi$ , l'approximation obtenue est proche de la distribution du PAPR pour un signal OFDM analogique. Cette approximation est exprimée comme suit :

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \approx \begin{cases} 1 & \text{si } \gamma \leq \bar{\gamma} \\ 1 - \left(1 - \frac{\sqrt{\gamma}e^{-\gamma}}{\sqrt{\bar{\gamma}}e^{-\bar{\gamma}}}\right) \sqrt{\frac{\pi}{3}} N \sqrt{\bar{\gamma}}e^{-\bar{\gamma}} & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.22)$$

Plus tard, Zhou et Caffery dans [70] dérivent une borne supérieure de la CCDF du PAPR pour un signal OFDM analogique, en supposant que la probabilité que le PAPR dépasse une certaine valeur  $\gamma$  est équivalente à ce que la puissance du signal coupe la valeur  $\sqrt{\gamma}$  au moins une fois durant une période symbole OFDM. La borne dérivée qui offre de bons résultats à partir d'un nombre de porteuses égal à  $N = 64$  est approchée par :

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \approx \sqrt{\frac{\pi}{3}} N \sqrt{\gamma} e^{-\gamma} \quad (3.23)$$

## 3.4 Techniques de réduction du PAPR

### 3.4.1 Introduction et classification

Comme nous l'avons vu précédemment, les modulations multi-porteuses et l'OFDM en particulier présentent des fluctuations dans leurs enveloppes, cela mène un forte PAPR. En outre, afin de garantir un rendement énergétique élevé, l'amplificateur de puissance doit fonctionner au plus proche possible de sa zone de saturation (non-linéaire), avec un recul faible. Or, l'amplification non-linéaire d'un signal qui présente un PAPR élevé, induit en sortie un signal fortement distordu. La correction de cette distorsion en réception implique des processus très complexes. Voilà pourquoi la plupart des techniques de traitement des non-linéarités proposées dans la littérature se trouvent à l'émission. Deux approches se présentent pour réduire ou corriger les effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance. La première approche consiste à linéariser au mieux les caractéristiques de l'amplificateur et ne sera pas traitée dans le cadre de cette thèse. Alors que la deuxième approche est basée sur la réduction du PAPR du signal avant l'amplification. Réduire les fluctuations du signal à amplifier contribue à

améliorer le rendement de l'amplificateur, diminue la consommation énergétique et par conséquent réduire la distorsion non-linéaire générée par l'amplificateur. Dans la littérature, plusieurs techniques de réduction du PAPR à l'émission ont été proposées pour les systèmes OFDM. Généralement, ces techniques peuvent être classées en trois catégories principales, à savoir les techniques de codages, les techniques probabilistes et les techniques d'ajout de signal [48,68]. La figure 3.5 présente les trois catégories de techniques de réduction du PAPR classées suivant un certain nombre de critères qui sont la comptabilité descendante, la dégradation du BER, etc. La comptabilité descendante signifie que le récepteur n'a aucune information sur le traitement déjà fait au niveau émetteur. Dans cette section, nous présenterons les méthodes de réduction du PAPR existantes de ces trois catégories ainsi que leurs avantages et inconvénients.

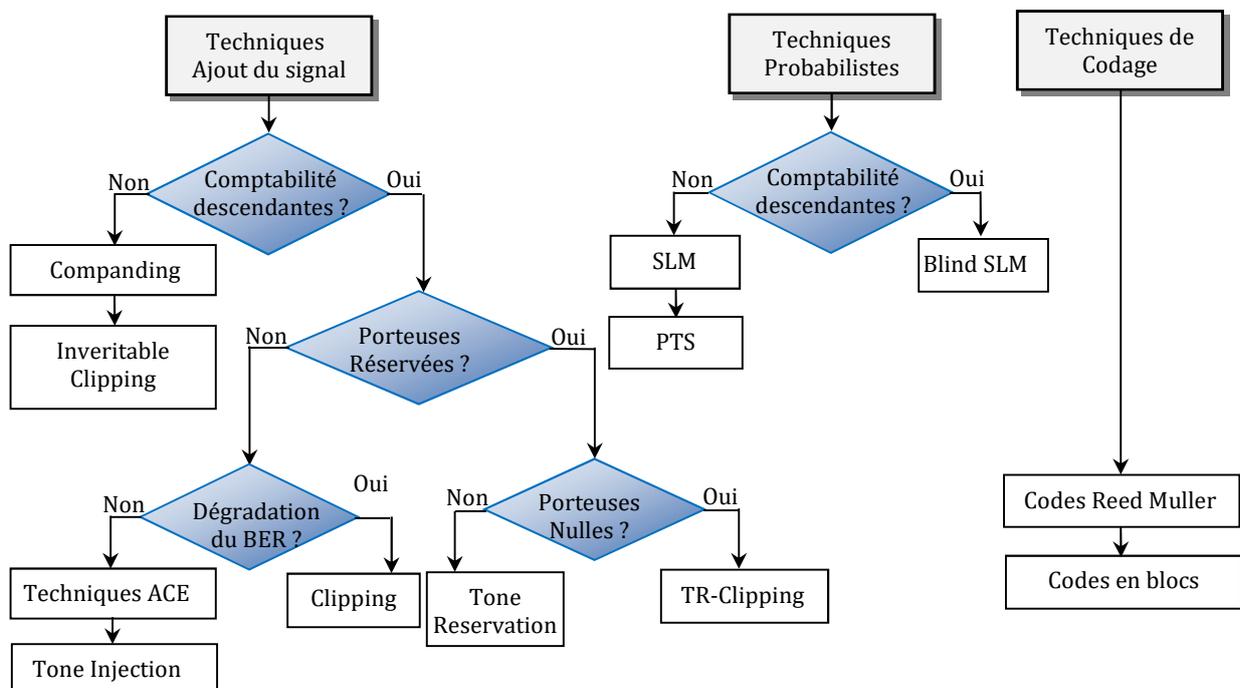
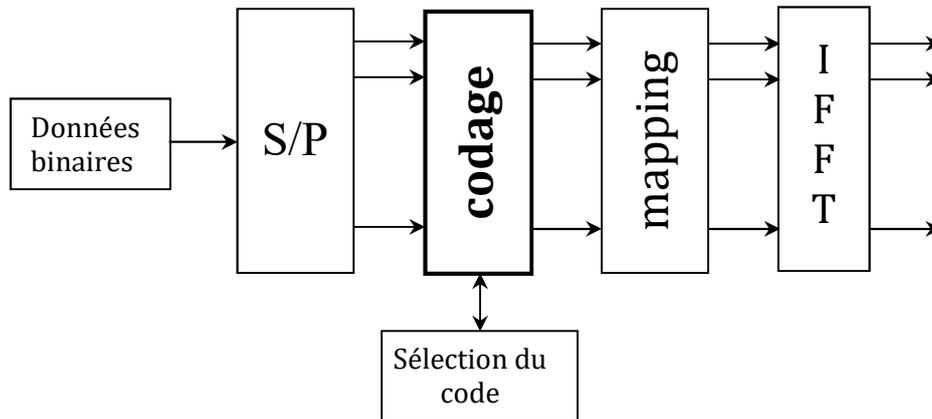


Figure 3.5 : Classification des techniques de réduction du PAPR [49]

### 3.4.2 Techniques de codage

Ces techniques sont connues dans littérature sous le nom coding, elles font partie des premières solutions proposées pour la réduction du PAPR [71-73]. Parmi ces techniques, il y a les codes en blocs et les codes de Reed Muller. L'idée de base des techniques de codage est d'exploiter la redondance introduite par un choix adéquat du

code, afin d'éviter de transmettre les symboles OFDM à fort PAPR. Ces codes peuvent être utilisés également pour la détection et la correction d'erreurs. Les techniques de codage ne sont pas à compatibilité descendante puisqu'il faut informer le récepteur du codage choisi pour permettre le décodage correspondant. La figure 3.6 montre le principe de base des techniques de codage.



**Figure 3.6 :** Schéma conceptuel des techniques de codage.

### 3.4.2.1 Les codes en blocs

Cette technique de réduction du PAPR a été proposée initialement par T.A. Wilkinson et A.E Jones [74]. Le travail présenté dans [74] a montré la possibilité de générer la liste complète des symboles possible avec un nombre donné de sous-porteuses et ensuite de ne sélectionner que les séquences caractérisées par un PAPR faible. Le nombre de symboles OFDM possibles avec  $N$  sous-porteuses est  $M^N$  où  $M$  est le nombre d'états de la constellation QAM choisie. Les auteurs dans [75] ont montrés que l'ensemble des symboles peut être toujours divisé en sous-ensembles, chacun composé de 16 symboles avec le même PAPR, c'est la réduction du PAPR par des codes en blocs. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de sélection de mots à faible PAPR, la plus connue est celle qui est basée sur les séquences complémentaires de Golay [75].

La réduction du PAPR par des codes en blocs a deux inconvénients majeurs: le premier réside dans le calcul du PAPR de chacune des séquences, ce qui peut devenir très long et presque irréalisable lorsque le nombre de porteuses devient trop grand. Le deuxième inconvénient vient des tables d'encodage et de décodage.

### 3.4.2.2 Les codes de Reed-Muller (RM)

Cette technique de réduction du PAPR rentre dans la continuité de celle basée sur les codes complémentaires de Golay. L'idée est d'insérer un code correcteur d'erreurs basé sur les codes de Reed-Muller, générant des séquences complémentaires avant la transformée de Fourier inverse (IFFT). L'avantage de ce code est qu'il apporte un PAPR constant de 3dB quelque soit le nombre de sous-porteuses, et qu'il conduit en même temps à un bon gain de codage et une capacité élevée de correction erreurs [76, 77].

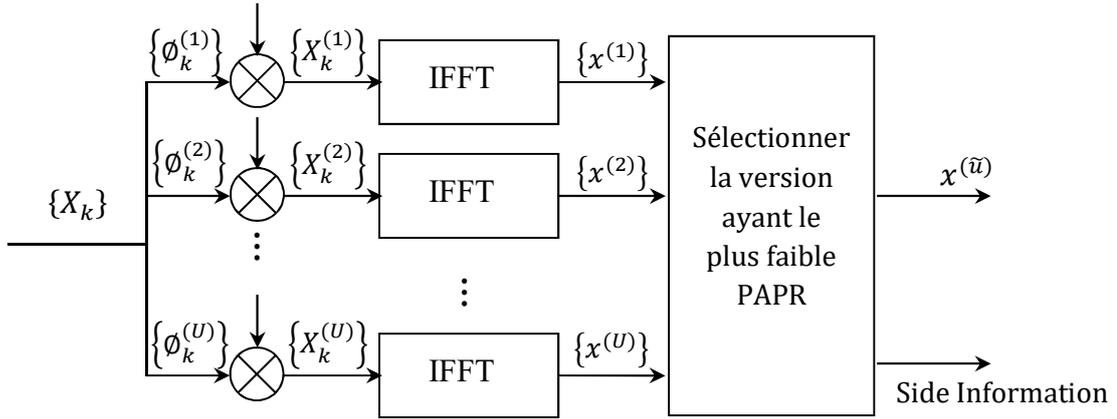
Cette technique a cependant deux inconvénients majeurs, le premier est lié au fait que cette technique n'est applicable qu'aux modulations numériques de phase, ce qui réduit considérablement leur champ d'application. Le deuxième inconvénient est que la technique ne support que les faibles nombres de sous-porteuses.

### 3.4.3 Techniques probabilistes

La famille des techniques probabiliste regroupe des méthodes comme le SLM (Selective Mapping) [78,79], le PTS (Partial Transmit Sequences)[80,81] et le RP (Random Phasor)[82], etc. L'idée de base des techniques probabilistes est d'effectuer plusieurs copies du symbole OFDM initial en modifiant soit la phase, l'amplitude et/ou la position des sous-porteuses et puis sélectionner la copie qui possède un PAPR plus faible. Ces techniques nécessitent néanmoins la transmission d'une information supplémentaire SI (*Side Information*) pour que le récepteur récupère l'information utile. Elles sont donc à compatibilité non descendante.

#### 3.4.3.1 Selective Mapping (SLM)

Le SLM (*Selective Mapping*) [78,79] est considérée comme une technique probabiliste, consiste à faire des rotations de phase sur plusieurs versions d'un même signal. La version qui possède le PAPR le plus faible sera transmise. La figure 3.7 illustre le schéma de base de la méthode SLM, cette méthode demande la répétition de l'opération de modulation, notamment la transformée de Fourier inverse (IFFT), autant de fois qu'il y a de versions.



**Figure 3.7 :** Schéma de base de la méthode SLM

Soit  $X = \{X_k\}, k = 0, \dots, N - 1$ , le vecteur symbole OFDM dans le domaine fréquentiel. L'idée de base du SLM est de multiplier point par point le vecteur  $X$  par un vecteur de pondération  $\Phi^{(u)} = \{\phi_k^{(u)}\}, k = 0, \dots, N - 1$ . Les éléments de  $\phi_k^{(u)}$  sont de la forme :

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\varphi_k^{(u)}}, \quad \varphi_k^{(u)} \in [0, 2\pi), u = 0, \dots, U - 1 \quad (3.24)$$

Le nouveau symbole OFDM dans le domaine fréquentiel après pondération s'écrit :

$$X^{(u)} = X \cdot \Phi^{(u)} \quad (3.25)$$

On obtient ainsi  $U$  versions différents du signal OFDM initial. Finalement, le signal OFDM temporel transmis s'écrit :

$$x^{(\tilde{u})} = \text{IFFT}(X^{(\tilde{u})}) \quad (3.26)$$

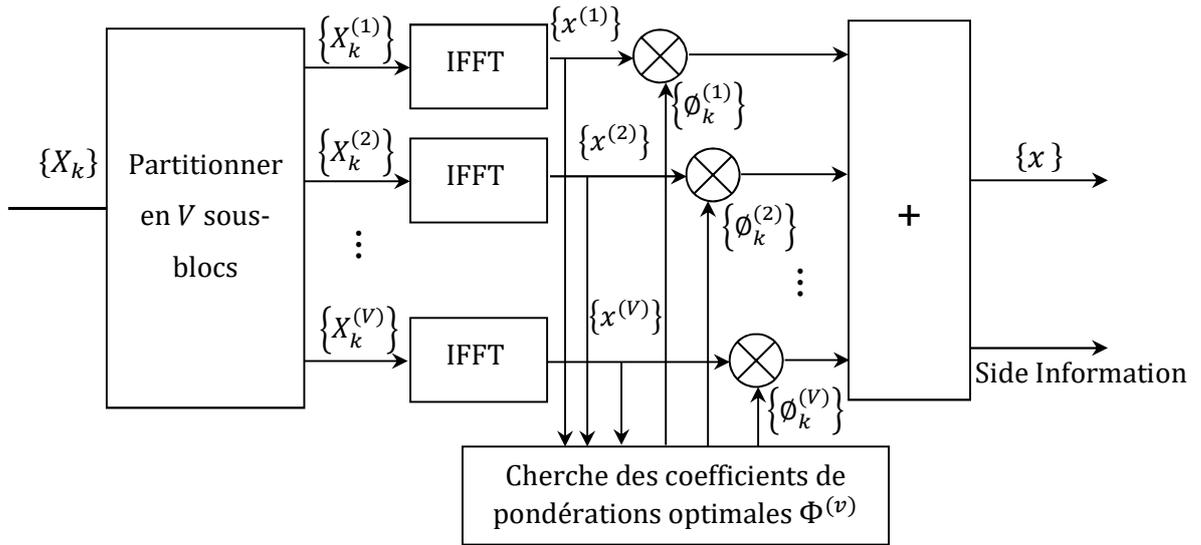
Où  $\tilde{u} = \arg \min_{u=0,1,\dots,U} \{\max_n |x^{(\tilde{u})}|\}$  est l'indice correspondant à la version dont le PAPR est le plus faible. La valeur de  $\tilde{u}$  sera alors transmise au récepteur pour reconstruire le signal initial. Dans [81], les auteurs proposent que le nombre de bit sur lequel doit être codé cet indice soit de l'ordre de  $\log_2 u$ .

Le SLM est la technique la plus populaire dans la littérature, elle fait l'objet de nombreuses études [83]. De plus, le SLM est l'une des techniques les plus efficaces pour la réduction du PAPR, conceptuellement très simple à comprendre et très simple du point de vu de l'implémentation. Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique est sa complexité, à cause de l'utilisation de plusieurs opérations d'IFFT. De plus, cette méthode nécessite la transmission de séquences d'information pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible. Pour remédier ces

problèmes, nombreux travaux de recherche et plusieurs variantes de la méthode SLM sont proposées notamment celles dites « Blind » où aucune information de décodage n'est transmise aux récepteurs [83, 84].

### 3.4.3.2 Partial Transmit Sequence (PTS)

La méthode PTS (*Partial Transmit Sequences*) s'inscrit dans la continuité de celle basée sur la méthode SLM. Elle a été initialement proposée par S.H Müller et J.B Huber dans [81]. Le principe de base de cette méthode est de partitionner le train des  $N$  sous-porteuses en  $V$  sous-blocs de  $N/V$  sous-porteuses. Une sous-porteuse utilisée dans un bloc particulier sera mise à zéro dans tous les autres blocs. Le PTS consiste à faire la rotation de phase sur chaque bloc, pas sur le bloc initial comme dans le SLM. La figure 3.8 ci-dessous illustre le schéma de principe du PTS pour la réduction du PAPR.



**Figure 3.8:** Schéma de base de la méthode PTS.

Comme le montre la figure 3.8, l'algorithme du PTS se décompose en trois étapes :

- (i) Le symbole OFDM fréquentiel  $X$  de  $N$  sous-porteuses est premièrement subdivisé en  $V$  sous-blocs disjoints  $X^{(v)}$  de  $N/V$  sous-porteuses :

$$X = \sum_{v=1}^V X^{(v)} \quad (3.27)$$

- (ii) On applique un décalage de phase à chaque sous-bloc disjoints  $X^{(v)}$ , alors le nouveau symbole OFDM fréquentiel s'écrit :

$$X = \sum_{v=1}^V X^{(v)} \cdot \phi^{(v)}, \quad \phi^{(v)} = e^{j\varphi^{(v)}}, \quad v = 1, \dots, V \quad (3.28)$$

(iii) Le symbole OFDM temporel  $x$  après IFFT s'écrit alors :

$$x = \text{IFFT} \left( \sum_{v=1}^V X^{(v)} \cdot \phi^{(v)} \right) = \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot \text{IFFT}(X^{(v)}) = \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot x^{(v)}, \quad (3.29)$$

Où le vecteur de décalage de phase  $\Phi^{(v)}$  est optimisé de la façon suivante :

$$\Phi^{(v)} = \{\phi^{(v)}\} = \underset{\phi^{(v)}}{\operatorname{argmin}} \left\{ \max_n \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot x^{(v)}(n) \right\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.30)$$

La méthode PTS est très efficace, mais l'inconvénient majeur réside dans la complexité de la recherche du vecteur de pondération  $\Phi^{(v)}$  pour minimiser le PAPR. A même nombre de blocs IFFT, le PTS est plus complexe que le SLM. De plus, la méthode de partitionnement des symboles en sous-blocs influe aussi sur la performance et la complexité. Un autre inconvénient de PTS est qu'elle nécessite la transmission d'une information supplémentaire SI pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible.

### 3.4.4 Les techniques d'ajout de signal

Cette famille comme son nom l'indique, regroupe toutes les techniques dont la réduction du PAPR est basée sur l'ajout d'un autre signal au signal original. L'idée de base peut être formulée sous la forme  $PAPR(X + C) < PAPR(X)$  où  $X$  fait référence au signal original et  $C$  le signal de réduction de pics nécessaire pour réduire le PAPR. Ces techniques ont l'avantage de ne nécessitent pas la transmission d'une information supplémentaire SI au récepteur. Dans littérature, on trouve des exemples comme l'écrêtage et filtrage [85, 86, 87], la TR (Tone Reservation) [88], la TI (Tone Injection) [89], l'ACE (Active Constellation Extension) [90], etc.

#### 3.4.4.1 L'écrêtage et filtrage

L'écrêtage ou « clipping » est considéré comme le moyen le plus simple pour réduire le PAPR [91]. L'idée de base de cette méthode consiste à effectuer un écrêtage des pics de signal à amplifier qui dépassent un certain seuil prédéfini.

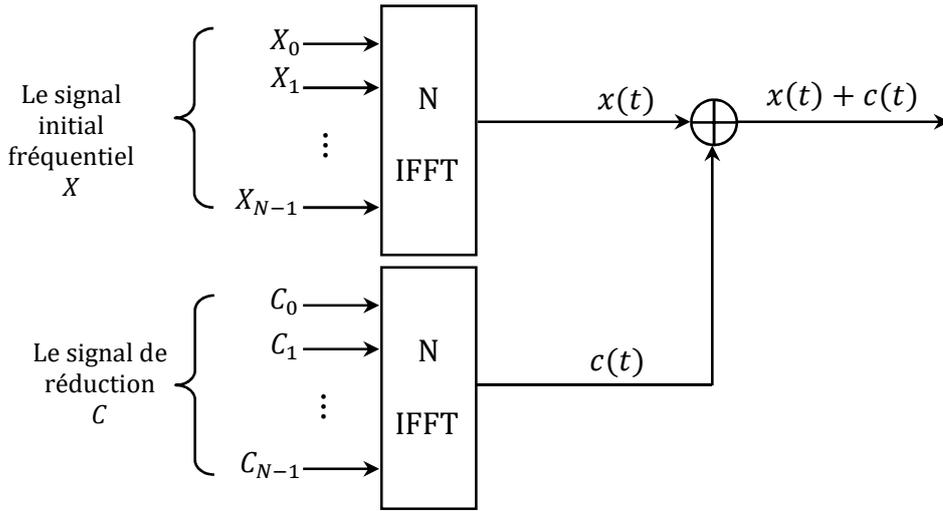
Le signal OFDM écrêté i.e « clippé »  $y(t)$  s'exprime alors comme suit:

$$y(t) = f_{clip}[x(t)] = \begin{cases} x(t) & \text{si } |x(t)| \leq A_{clip} \\ A_{clip}e^{j\phi(x(t))} & \text{si } |x(t)| > A_{clip} \end{cases} \quad (3.31)$$

Où  $A_{clip}$  est le seuil d'écrêtage,  $\phi(x)$  est la phase du signal OFDM initial  $x(t)$  et  $f_{clip}[\cdot]$  est la fonction d'écrêtage. Dans ce cas, l'amplitude du signal est limitée à  $A_{clip}$  mais la phase reste inchangée [92]. L'objectif est de diminuer la puissance instantanée maximale et aussi la puissance moyenne du signal et donc le PAPR. Par conséquent, ce processus non-linéaire entraînera des distorsions dans la bande utile qui dégradent le BER, et des distorsions hors bandes qui causent des interférences. Un filtrage est donc nécessaire pour améliorer cette dégradation de BER et ainsi réduire les interférences hors bandes. De nombreuses techniques ont été développées dans la littérature pour lutter contre les inconvénients d'écrêtage, notamment le *deep clipping* [93], le *smooth clipping* [94], le *clipping inversible* [95, 96] et plus récemment le *clipping adaptatif* [97].

#### 3.4.4.2 Tone Reservation (TR)

La TR ou « Tone Reservation » est une classe des techniques de réduction de PAPR dites d'ajout de signal. L'idée de base de cette technique consiste à réserver des sous-porteuses du signal OFDM afin de les utiliser pour la réduction du PAPR. Elle a été proposée pour la première fois par Tellado-Mourello [88] qui a montré que le problème de calcul du signal de correction du PAPR formulé comme un problème d'optimisation convexe. Dans cette vision, l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur le nombre et la position des sous-porteuses qui seront réservées pour le signal correcteur chargé de réduire le PAPR. Cependant, d'autres travaux comme dans [98,99] ont proposé de rendre la tone reservation à compatibilité descendante (aucune modification du récepteur), en utilisant les sous-porteuses nulles par exemple pour la réduction du PAPR. Dans ce cas, la performance en réduction du PAPR dépend du nombre de sous-porteuses réservées (ou nulles), de leurs positions et de la complexité totale. Le schéma de principe de la technique TR est présenté par la figure 3.9.



**Figure 3.9** : Schéma de principe de la technique TR.

D'une manière générale, le principe de base de la technique TR est comme suit :

Soit  $x(t)$  le signal OFDM à amplifier et  $c(t)$  le signal de réduction du PAPR. Les vecteurs symboles fréquentiels correspondants sont  $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$  et  $C = [C_0, \dots, C_{N-1}]$  respectivement. Soit  $\mathcal{R} = \{i_0, \dots, i_{N_{\mathcal{R}}-1}\}$  l'ensemble ordonné des indices des sous-porteuses réservées à la réduction du PAPR ( $N_{\mathcal{R}}$  est le nombre de porteuses "nulles" avec  $N_{\mathcal{R}} \ll N$ ). Ainsi, le vecteur à émettre devient  $X + C$ . Par construction, les vecteurs  $X$  et  $C$  sont orthogonaux c'est-à-dire:  $X_k \cdot C_k = 0$ , où  $k = 0, \dots, N - 1$ . En d'autres termes nous avons :

$$X_k + C_k = \begin{cases} X_k, & \text{si } k \notin \mathcal{R} \\ C_k, & \text{si } k \in \mathcal{R} \end{cases} \quad (3.32)$$

Par suite, le signal temporel résultant peut s'écrire :

$$\begin{aligned} y &= x + c \\ &= \text{IFFT}(X + C) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Le PAPR du signal à émettre s'écrit :

$$\text{PAPR}_{[y]} = \frac{\max_{0 \leq k < N} |x_k + c_k|^2}{E\{|x_k + c_k|^2\}} \quad (3.34)$$

L'objectif de la méthode TR est de réduire le PAPR sans toutefois augmenter la puissance moyenne transmise. Cela se traduit alors par:

$$\min_c \left\{ \frac{\max_{0 \leq k < N} |x_k + c_k|^2}{E\{|x_k|^2\}} \right\} \quad (3.35)$$

Comme le dénominateur n'est pas fonction du signal de réduction  $c_k$ , le problème de minimisation du PAPR est équivalent alors à la relation suivante :

$$\begin{aligned} \min_c \max_{0 \leq k < N} |x_k + c_k|^2 &= \min_c \|x_k + c_k\|_\infty^2 \\ &= \min_C \|IFFT(X + C)\|_\infty^2 \end{aligned} \quad (3.36)$$

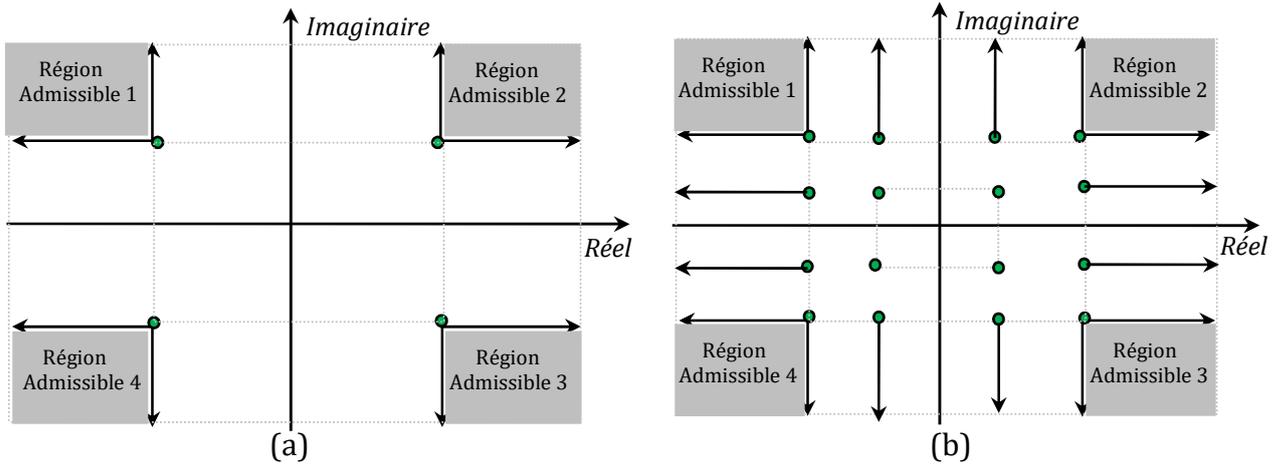
Où  $\|\cdot\|_\infty^2$  est la norme infinie.

Le problème ainsi définie se ramène à un problème d'optimisation quadratique à contraintes quadratiques (QCQP). Dans [88], J. Tellado a proposé une solution sous-optimale au problème QCQP basée sur l'algorithme du gradient tandis que dans [98], l'auteur propose une nouvelle solution de problème d'optimisation convexe basée sur le SOCP (Second Order Cone Programming).

La méthode TR basée sur les algorithmes d'optimisations est très performante en terme de réduction du PAPR [88], mais son inconvénient majeur étant la complexité de calcul qui est très élevée.

#### 3.4.4.3 Active Constellation Extension (ACE)

L'ACE ou « Active Constellation Extension » est l'une des techniques de réduction du PAPR par ajout de signal à compatibilité descendante et sans dégradation du BER. Cette technique est basée sur une extension des points de la constellation du signal dans le domaine fréquentiel. La réduction du PAPR peut être obtenue par la modification des symboles modulés à transmettre, et par conséquent par la modification de la forme du signal OFDM résultant. Cette extension consiste à ajouter un signal afin d'étendre les points de la constellation, sous contrainte de respecter le concept de région admissible [101]. Cette contrainte a pour objectif d'éviter une quelconque dégradation de BER. La méthode ACE a été proposée initialement par A. Gatherer et M. Polley [100] pour réduire le PAPR des signaux multi-porteuses. Elle a été ultérieurement développée par d'autres travaux [101,102,103]. Le concept des régions admissibles pour les constellations 4-QAM et 16-QAM est illustré sur la figure 3.10.



**Figure 3.10:** Concept de régions admissibles pour la méthode ACE.  
(a) Constellation 4-QAM, (b) Constellation 16-QAM.

Ce concept des régions admissibles correspond aux zones de décisions des démodulateurs numériques comme contrainte sur la constellation résultante [104]. Or, au niveau de réception, le critère de maximum de vraisemblance est utilisé afin de déterminer le symbole qui a été émis. Pour cela, on attribue le point de la constellation reçue au point le plus proche (au sens de la distance euclidienne) de la constellation émise. D'un point de vue mathématique, les contraintes pour respecter les régions admissibles peuvent être écrites de la façon suivante :

Soit  $U_i$ , la région admissible donnée par le point de la constellation issue de  $i$ . Dans le cas de la constellation 4-QAM (4 points de la figure 3.10a), la région admissible est délimitée par des quarts de plan. Les conditions pour que la constellation du signal  $X + C$  appartienne à ces régions  $U_i$ ,  $0 \leq i \leq M - 1$ , où  $M$  est le nombre de points de la constellation, est données ci-dessous.

$$\begin{aligned}
 X + C \in U_0 &\Leftrightarrow \begin{cases} \text{sign}[\Re(X)]\Re(C) \leq 0 \\ \text{et} \\ \text{sign}[\Im(X)]\Im(C) \leq 0 \end{cases} \\
 X + C \in U_1 &\Leftrightarrow \begin{cases} \text{sign}[\Re(X)]\Re(C) \leq 0 \\ \text{et} \\ \text{sign}[\Im(X)]\Im(C) \geq 0 \end{cases} \\
 X + C \in U_2 &\Leftrightarrow \begin{cases} \text{sign}[\Re(X)]\Re(C) \geq 0 \\ \text{et} \\ \text{sign}[\Im(X)]\Im(C) \geq 0 \end{cases} \\
 X + C \in U_3 &\Leftrightarrow \begin{cases} \text{sign}[\Re(X)]\Re(C) \geq 0 \\ \text{et} \\ \text{sign}[\Im(X)]\Im(C) \leq 0 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

Le problème de réduction du PAPR par la méthode de l'ACE est formulé par un problème d'optimisation convexe, qui s'exprime comme suit :

$$C_n^{(opt)} = \min_{C \in \mathcal{U}} \|X_n + C_n\|_\infty^2 \quad (3.38)$$

où  $\mathcal{U} = \{U_i\}$  est l'ensemble des régions admissibles.

Dans [101,105], les auteurs ont montré que ce problème de réduction du PAPR (Eq. 3.38) peut être formulé sous forme un problème d'optimisation quadratique à contraintes quadratiques (QCQP) qui admet une solution optimale mais à complexité très élevée. Afin de résoudre ce problème d'optimisation, tout en réduisant la complexité la méthode ACE, plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature donnant des solutions sous-optimales. Parmi ces algorithmes, on peut citer les deux solutions bien connues qui sont basées sur l'algorithme POCS (*Projection Onto Convex Set*) et l'algorithme adaptatif SGP (*Smart Gradient Project*) [105, 100]. Malgré ces solutions sous-optimales, mais la méthode ACE reste complexe et ainsi dégrade légèrement les performances du BER. Une autre solution moins populaire mais bien efficace a été proposée dans [106] par L. Wang and Tellambura. Cette solution s'inspire des méthodes d'écrêtage et filtrage et consiste via un filtrage dans le domaine fréquentiel à générer le signal de correction sous contrainte ACE à partir du signal d'écrêtage. Cette solution connue sous le nom AS (*Adaptive-Scaling*) peut aussi être vue comme un algorithme du gradient projeté POCS et SGP.

Récemment, une autre solution a été proposée [105] consiste à utiliser l'algorithme AGP (*Approximate Gradient Project*) afin d'implémenter la méthode ACE pour la réduction du PAPR. L'ACE-AGP est appliquée premièrement pour la réduction du PAPR des systèmes ULB ECMA-368 afin de trouver des bons résultats avec moins d'itérations [107]. L'idée de base de cette méthode est modifiée la constellation du signal de manière à réduire le PAPR et conserver de la distance minimale entre les points de constellations. En effet, si le symbole  $X_k$  est étendu à des points  $X_k + C_k$ , alors la méthode ACE-AGP formalisée le problème de réduction du PAPR via le problème d'optimisation suivant :

$$C_k \left\{ \begin{array}{l} \max_n \left\{ X_k(n) + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N_c-1} C_k(k) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \right\} \\ \text{sous la contrainte: } \|C_k\|^2 \leq \Delta P \end{array} \right\} \quad (3.39)$$

Où  $\Delta P$  représente le seuil de puissance et  $N$  est le nombre de sous-porteuses.

Pour résoudre ce problème de réduction du PAPR par la méthode ACE-AGP, on applique l'algorithme itératif du gradient conjugué suivant [105]:

1. Appliquer un IFFT sur le signal modulé  $X_0$  pour obtenir  $x_0$
2. Écrêter tout  $|x^i[n]| \geq A$  ( $A$  est un seuil) en amplitude et forme:

$$\bar{x}[n] = \begin{cases} x^i[n] & |x^i[n]| \leq A \\ Ae^{j\theta[n]} & |x^i[n]| > A \end{cases} \quad (3.40)$$

3. Calculer la portion de signal écrêté:

$$c_{clip}[n] = \bar{x}[n] + x^i[n] \quad (3.41)$$

4. Appliquer une FFT pour obtenir  $C_{clip}$
5. Conserver uniquement les composants de  $C_{clip}$  qui ont de directions d'extension acceptables pour les constellations données et mettre toutes les directions restantes à zéro:

$$C_{clip}[n] = \begin{cases} 0 & (|\Re\{C_{clip}[n]\}| + |\Re\{X^i[n]\}|) \leq M \\ 0 & (|\Im\{C_{clip}[n]\}| + |\Im\{X^i[n]\}|) \leq M \end{cases} \quad (3.42)$$

6. Appliquer un IFFT pour obtenir  $c_{clipnew}$  et calculer:

$$c_{new}^i[n] = x^i[n] + c_{clipnew}^i[n] \quad (3.43)$$

7. Si le critère d'arrêt n'est pas atteint, incrémenter le numéro d'itération et aller à l'étape 2. Sinon, arrêter la réduction PAPR.

L'ACE-AGP a de bonnes performances en terme de réduction du PAPR, mais reste la complexité est l'inconvénient majeur, du fait de l'utilisation de plusieurs étapes de traitement et de calcul. En effet la complexité de l'ACE-AGP est très élevée ce qui est quasiment inutilisables dans des systèmes avec des ressources limitées et à temps réel [88]. En outre la complexité en termes de vitesse de convergence de l'algorithme ACE-AGP entraîne une forte consommation énergétique, ce qui est mauvais pour un système personnel sans fil tel que l'ECMA-368.

Pour remédier ces inconvénients qui sont particulièrement liée à la complexité de calcul, l'auteur dans [108] a proposé une solution basée sur le réseau de neurone artificiel multicouche. Les réseaux neuronaux artificiels ANNs (*Artificiel Neural Networks*) ont attiré beaucoup d'attention ces dernières années pour résoudre des problèmes d'optimisation complexes. Dans [109], l'auteur a proposé d'implémenter la méthode ACE à l'aide de la méthode des ANNs pour réduire la complexité de calcul d'un

système OFDM. De plus, l'auteur dans [108] a proposé d'utiliser une hybridation entre la méthode ACE-AGP et les ANNs pour la réduction du PAPR d'un système ULB ECMA-368. La première proposition est appliquée le réseau de neurones sur un signal MB-ODM où l'apprentissage est effectué dans le domaine temporel ANNT (Artificial Neural Networks Time-Domain). L'idée est appliqué le réseau de neurones sur des signaux à faible PAPR obtenus par l'algorithme ACE-AGP. Les réseaux de neurones artificiels fonctionnent seulement avec des signaux entiers, dans ce cas les signaux obtenus par l'algorithme ACE-AGP sont d'abord décomposés en parties réelles et imaginaires. Le processus d'apprentissage d'un ANNT peut être décrit comme suit:

1. Utiliser l'algorithme ACE-AGP pour obtenir  $x^{AGP}$  à partir du signal original dans le domaine temporel  $x^{Org}$ .
2. Diviser les signaux  $x^{Org}$  et  $x^{AGP}$  en ensemble d'apprentissage  $x^{Org,tr}$ ,  $x^{AGP,tr}$  et en ensembles de tests  $x^{Org,ts}$ ,  $x^{AGP,ts}$ .
3. Décomposer les signaux  $x^{Org}$  et  $x^{AGP}$  en parties réelles et parties imaginaires  $(x_{Re}^{Org}, x_{Im}^{Org,tr})$ ,  $(x_{Re}^{AGP}, x_{Im}^{AGP,tr})$ .
4. Créer deux modèles  $ANNT_{Re}$ ,  $ANNT_{Im}$  pour les parties réelles et les parties imaginaires.
5. Obtenir  $x_{Re}^{ANNT}$  et  $x_{Im}^{ANNT}$  en formant les deux modèles  $ANNT_{Re}$ , et  $ANNT_{Im}$  avec les paires  $(x_{Re}^{Org}, x_{Re}^{AGP})$  et  $(x_{Im}^{Org}, x_{Im}^{AGP})$ .
6. Obtenir  $x^{ANNT}$  avec  $x^{ANNT} = x_{Re}^{ANNT} + jx_{Im}^{ANNT}$ .

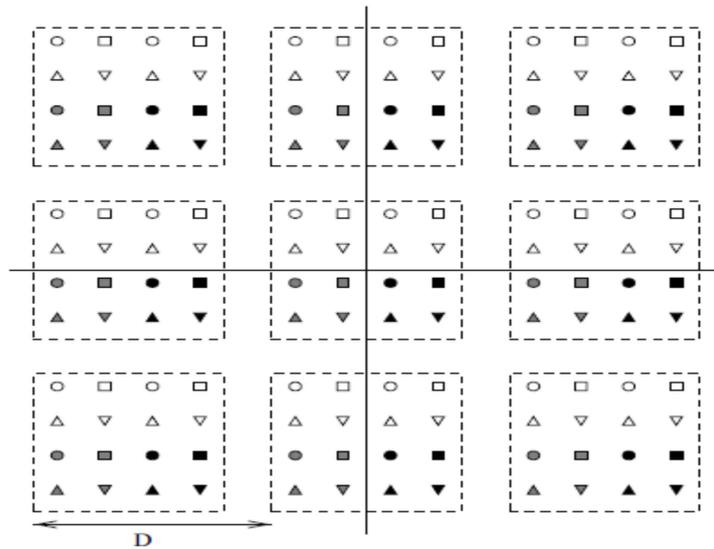
L'inconvénient majeur de la méthode ANNT est son temps d'apprentissage hors ligne basé sur les signaux ACE-AGP, ce qui ne convient pas aux applications en temps réel. Pour plus de détails sur cette méthode, l'auteur peut se référer à [108].

En conclusion, la méthode ACE a connu beaucoup d'améliorations en proposant de nouvelles solutions d'optimisation. Cependant, son application est limitée à des modulations de faible efficacité spectrale (avec un nombre d'état limité). L'implémentation de la méthode ACE pour des modulations à grand nombre d'états a donc peu d'intérêt. Un autre inconvénient de la méthode ACE est qu'elle souffre du problème de lenteur de convergence avec l'augmentation de la puissance moyenne du signal à transmettre.

### 3.4.4.4 Tone Injection (TI)

La TI ou « *Tone Injection* » est l'une des méthodes de réduction du PAPR par ajout de signal à comptabilité non descendante. Elle a été développée par J. Tellado [88] afin de donner une alternative à la méthode TR en termes de perte de débit. L'idée de base de cette méthode consiste à construire le signal de réduction du PAPR  $c_n$  à partir du signal initial  $x_n$  en modifiant ce dernier de manière à ce que la modification soit réversible au niveau du récepteur, sans la moindre nécessité d'envoyer une side information SI.

La technique TR [88] exige d'élargir la constellation qui modulent les sous-porteuses de l'OFDM, de telle sorte que pour chaque point de la constellation, qu'il y a plusieurs alternatives disponibles. Le choix de la solution privilégiée est fait en fonction de la combinaison qui donne lieu à la plus faible puissance de crête, comme illustré sur la figure 3.11.



**Figure 3.11** : Exemple de constellation élargi pour la technique TR.

Comme on le voit sur la figure 3.11, chaque point de la constellation d'origine (celle du centre de la figure) admet plusieurs représentations possibles. L'ajout du signal  $\{C_{m,n}\}$  sur les données utiles  $\{X_{m,n}\}$  est équivalent à les traduire sur leurs autres représentations possibles de manière à ce que ce nouveau représentant du vecteur  $x_n$  soit à faible PAPR. Typiquement, pour chaque point  $X_{m,n}$  de la constellation d'origine (cas 16-QAM), on dispose de 8 représentants possibles définis comme suit en fonction de  $X_{m,n}$  du couple d'entier  $(p_m, q_m)$  et de la constante  $D$  :

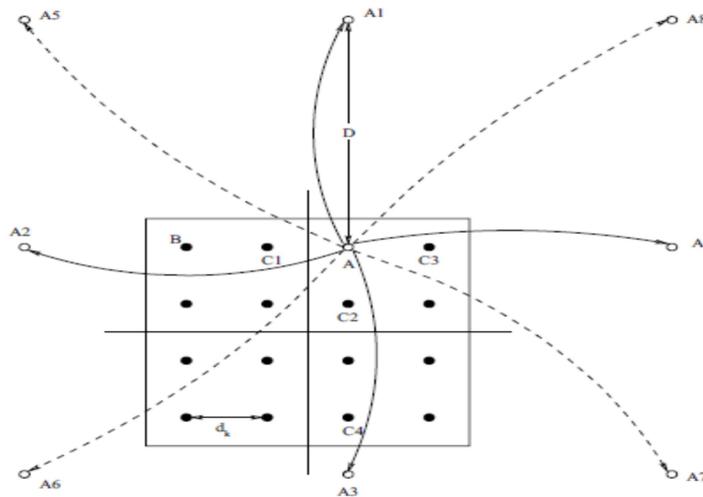
$$X_{m,n} + C_{m,n} = X_{m,n} + p_m D + j q_m D \quad (3.44)$$

La figure 3.12 illustre un exemple d'élargissement d'un point de la constellation 16-QAM: tel que le point montré est  $A = (1, 3j)$ .

D'après l'équation (3.44), on peut remarquer que les parties réelles et imaginaires du symbole  $X_{m,n}$  après extension sont définies comme suit :

$$\begin{cases} \Re(X_{m,n}) + p_m D \\ \Im(X_{m,n}) + q_m D \end{cases} \quad (3.45)$$

où  $\Re(.)$  et  $\Im(.)$  sont respectivement les parties réelles et imaginaires du symbole.



**Figure 3.12** : Schéma de principe de la technique *Tone Injection*.

Le choix du paramètre  $D$  doit répondre à deux exigences : la première consiste à éviter le phénomène d'Overlapping des symboles après extension avec d'autres symboles de la constellation pour éviter toute ambiguïté de transmission. La deuxième exigence est la conservation de la distance minimale entre symboles pour garder la robustesse face au bruit de la constellation après extraction du signal de correction du PAPR [88].

### 3.4.4.5 La technique de companding

La technique de companding est l'une des méthodes de réduction du PAPR par ajout de signal à compatibilité non descendante. Elle consiste à appliquer une compression en émission suivie d'une décompression en réception pour améliorer l'efficacité énergétique du système au niveau de l'amplificateur de puissance, c'est dire la fonction de compression aura pour but de réduire le PAPR du signal. Les premiers travaux de

recherche effectués dans ce contexte furent menés dans [110]. L'auteur s'est inspiré des techniques de compression/décompression des signaux de la parole et des travaux sur les techniques d'extraction du bruit introduit dans la bande par l'écrêtage [111]. La technique de companding peut jouer soit sur la puissance moyenne en l'augmentant par ajout de signal sur les pics faibles du signal soit comme dans le cas d'écrêtage, elle atténue les grandes amplitudes (pics) les plus élevés du signal.

Ainsi, en fonction de choix du couple compression/décompression, la technique companding est généralement confrontée à un compromis entre les performances en réduction du PAPR et la dégradation du BER [112,113].

### 3.5 Critères d'évaluation des techniques de réduction du PAPR

Il existe une multitude de critères permettant d'évaluer les performances d'une technique de réduction du PAPR dans son environnement de fonctionnement. Vu le nombre important de techniques proposées dans littérature [68,54] ces dernière années, il est intéressant de pouvoir les comparer. Ces critères ont été à la base de la classification proposée dans [54] et montrée sur la figure 3.5.

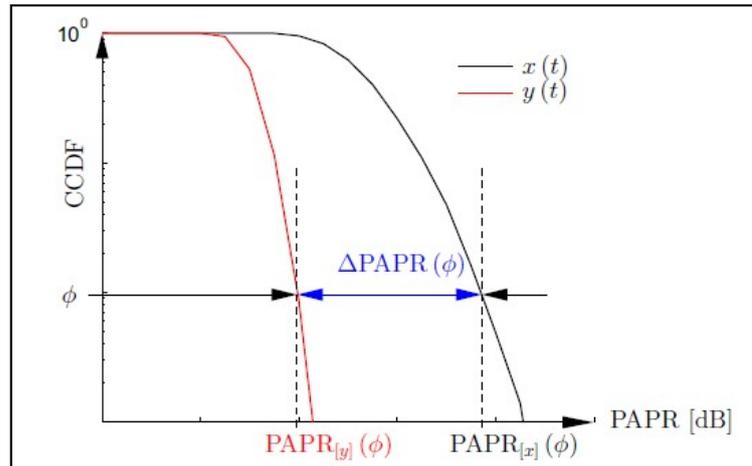
#### 3.5.1 Le gain de réduction de PAPR

Le gain de réduction de PAPR est le critère le plus significatif. Il permet de quantifier l'efficacité de la technique en termes de pourcentage de réduction du PAPR original. Sa valeur est estimée à un niveau de probabilité que le PAPR dépasse une valeur donné. Il est généralement mesuré en utilisant les courbes de CCDF comme le montre la figure 3.13, où  $x(t)$  est le signal original et  $y(t)$  le signal après la réduction du PAPR.

On définit le gain en réduction du PAPR à une valeur  $\phi$  donnée de la CCDF, le paramètre  $\Delta PAPR(\phi)$  défini par :

$$\Delta PAPR(\phi)[dB] = PAPR_{[x]}(\phi) - PAPR_{[y]}(\phi), \quad (3.46)$$

où  $PAPR_{[x]}(\phi)$  et  $PAPR_{[y]}(\phi)$  sont respectivement les PAPRs des signaux  $x(t)$  et  $y(t)$  à  $CCDF = \phi$ .



**Figure 3.13** : Mesure du gain de réduction du PAPR.

### 3.5.2 La dégradation du BER

Certaines techniques de réduction du PAPR comme les techniques de distorsions, modifient la structure du signal, en introduisant des distorsions. La qualité du signal émis est alors atténuée et souvent sa courbe de BER est dégradée, dues aux non-linéarités de l'amplification de puissance d'une part et de réduction du PAPR d'autre part [114]. Cependant, la dégradation du BER est un critère plus important qui peut être contribué à réduire la qualité de transmission. Le BER est défini par la relation suivante :

$$BER = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits reçus}} \quad (3.47)$$

Une transmission est d'autant plus efficace qu'elle présente une faible valeur de BER.

### 3.5.3 La compatibilité descendante

Le critère de comptabilité descendante concerne la modification du récepteur. Une technique de réduction du PAPR est dite à comptabilité descendante si le récepteur ne nécessite pas une modification lors de son implémentation au niveau de l'émetteur. C'est le cas des techniques comme l'ACE, l'écrêtage, etc. D'autres techniques par contre ne sont pas à comptabilité descendante comme les techniques de codage.

### 3.5.4 La modification de la densité spectrale de puissance à l'émission

Les distorsions apportées au signal émis peuvent augmenter ses lobes secondaires et bruyent la bande utile du signal à transmettre.

### 3.5.5 La variation de la puissance moyenne

Certaines méthodes de réduction du PAPR comme l'écrêtage impliquent une variation de la puissance moyenne du signal. Avec l'ajout d'un signal correcteur ou l'écrêtage des pics, la puissance moyenne du signal peut augmenter ou diminuer, ce qui représente un impact important sur la qualité de transmission [114].

### 3.5.6 La diminution du débit utile

L'émetteur peut être amené à envoyer de l'information complémentaire « *side information* » sur son traitement de réduction du PAPR au niveau de récepteur, afin que celui-ci puisse démoduler correctement le signal. Cette transmission d'information implique alors une diminution de débit utile [78].

### 3.5.7 La complexité

En fonction des caractéristiques de la technique de réduction du PAPR, la complexité peut être également prise en compte comme critère de mérite dans le cas d'une implémentation sur systèmes en temps réels. Dans ces conditions, une technique de réduction du PAPR est très complexe et lente à être exécutée, cela limitera son utilisation, même si la réduction du PAPR est considérable.

## 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons premièrement présenté brièvement des généralités sur les amplificateurs de puissance qui est un élément indispensable pour une chaîne de communication. Nous avons défini les différentes caractéristiques (rendement énergétique, classes d'opération,...), et présenté les modèles des amplificateurs les plus couramment utilisés dans les systèmes de télécommunications. Nous avons aussi défini quelques paramètres qui permettent d'évaluer les effets de la non-linéarité qu'ils peuvent avoir sur une transmission OFDM en termes de BER ou de remontées spectrales. Ensuite, nous avons également abordé la notion du PAPR et donné sa fonction de distribution CCDF pour les systèmes OFDM dans les deux contextes continu et discret.

Ce chapitre a aussi permis de quantifier l'impact du PAPR du signal à amplifier sur les performances en termes de dégradations du signal émis et de rendement énergétique de l'amplificateur. D'une part, nous avons montré dans ce chapitre que plus

le recule d'entrée (IBO) est grand moins le signal est dégradé et donc plus l'efficacité énergétique de l'amplificateur est mauvais. Ces résultats montrent l'intérêt de faire un compromis entre le rendement énergétique et les dégradations du signal amplifié. D'autre part, nous avons vu que le PAPR peut avoir un rôle déterminant sur ce compromis. En effet, nous avons montré que plus le PAPR est grand, plus il est difficile de concilier efficacité énergétique et dégradation du signal. Cette conclusion justifie l'intérêt de la réduction du PAPR avant l'amplification.

Toujours dans ce chapitre, nous avons abordé les techniques de réduction du PAPR qui ont été proposées dans littérature pour réduire la dynamique temporelle du signal à amplifier. Ces techniques peuvent être regroupées en trois catégories : les techniques de codage, les techniques probabilistes et les techniques d'ajout de signal.

En dernière partie du chapitre, il nous a semblé pertinent de définir les différents critères de mérite (performance en réduction du PAPR, dégradation du BER, complexité, etc) qui vont nous permettre d'évaluer les performances de toute technique de réduction du PAPR dans son environnement de fonctionnement.

Nous allons proposer dans le chapitre suivant une technique dite Parametric Discrete Sliding Norm Transform (PDSNT) permettant de réduire le PAPR des systèmes MB-OFDM et sans dégradation considérable du BER.

# Chapitre 4

## Réduction du PAPR d'un Système ULB MB-OFDM par la Méthode PDSNT

---

### 4.1 Introduction

Après avoir montré dans le chapitre précédant qu'il existe de nombreuses techniques développées pour la réduction du PAPR des signaux multi-porteuses. Dans ce chapitre, nous nous sommes principalement intéressés à la réduction du PAPR dans un système de communication ULB MB-OFDM. Le format de modulation OFDM présent dans la couche physique de plusieurs standards de télécommunications est aujourd'hui la technique de modulation qui permettant de répondre au mieux des exigences de fiabilité, de transmission haut débit, de mobilité, de souplesse et d'efficacité spectrale et de rendement énergétique [66]. Notons aussi que le signal multi-porteuse OFDM a aussi l'avantage d'offrir une meilleure robustesse vis à vis l'interférence multi-trajets et offre aussi une bonne efficacité spectrale. L'ECMA-368 est l'un des standards de communications radio hauts débits, qui décrit la couche physique d'un système ultra large bande ULB (PHY-ULB) pour un réseau personnel sans fil (WPAN). La technologie MB-OFDM est l'une des approches les plus efficaces pour le standard de communication sans fil à ultra large bande ECMA-368 permettant de transmettre l'information à des débits très élevés. Cependant l'MB-OFDM, comme tous les systèmes de communication à base de modulation multi-porteuse OFDM, a l'inconvénient majeur d'être caractérisé par un PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé. Cette caractéristique rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités de l'amplificateur de puissance (HPA) [53]. Car pour un rendement élevé, l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans une région plus proche de la zone de saturation, or c'est dans cette zone que se présentent les non-linéarités de l'amplificateur. Autrement dite, les non-linéarités de HPA génèrent des distorsions, principalement des interférences hors-bandes et une augmentation du taux d'erreur binaire (BER). Ces effets sont d'autant plus gênants que les signaux à amplifier sont à fort PAPR. La réduction du PAPR dans les systèmes basés sur la modulation OFDM est une solution judicieuse afin d'obtenir un fort rendement énergétique et une absence

de dégradation de la qualité de transmission (dégradation du BER) du système. Cette solution consiste à réduire la dynamique temporelle du signal avant l'amplification.

Une multitude des méthodes ou techniques ont été proposées dans la littérature pour réduire le PAPR des signaux multi-porteuse OFDM. Parmi ces techniques, on trouve les techniques de filtrage et codage [113], la méthode SLM (*Selective Mapping*)[114, 115], la méthode PTS (*Partial Transmit Sequences*) [116,117], la méthode ACE (*Active Constellation Extension*) et ses variantes ACE-AGP(*Active Constellation Extension-Approximate Gradient Project*) [101] et la méthode ANNT (*Artificial Neural Networks Time-Domain*) [109]. Comme annoncé précédemment toutes ces techniques ont été implémentées pour des systèmes OFDM, certaines ont été adaptées aux systèmes de communication ULB à base de modulation MB-OFDM. Parmi ces travaux nous citons, [107], [108], [118] et [119].

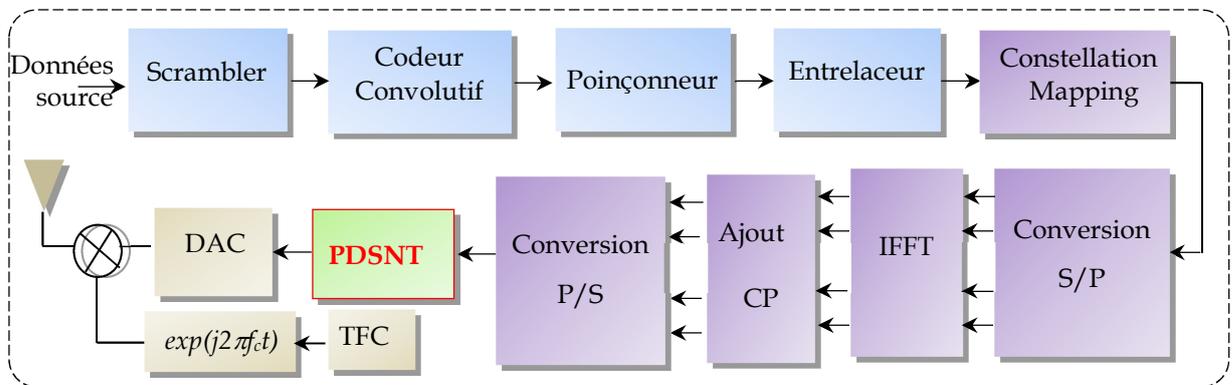
Nous proposons dans ce chapitre, une transformation non-linéaire paramétrique discrète appelée PDSNT « Parametric Discrete Sliding Norm Transform » pour réduire le PAPR dans les systèmes de communication ULB basés sur la norme ECMA-368. Cette technique proposée présente un grand intérêt dans la réduction du PAPR grâce à sa simplicité de mise en œuvre et ses avantages en termes de complexité de calcul qu'il est très faible. En outre, elle offre un meilleur compromis entre performances en réduction du PAPR et dégradation du BER [120].

Dans la première partie du chapitre, nous présenterons d'abord le schéma général du système de communication ULB MB-OFDM étudié avec le bloc PDSNT proposé pour la réduction du PAPR. Ensuite, nous détaillerons la méthodologie de mise en œuvre à l'émission et à la réception de la méthode PDSNT dans le but de réduire le PAPR.

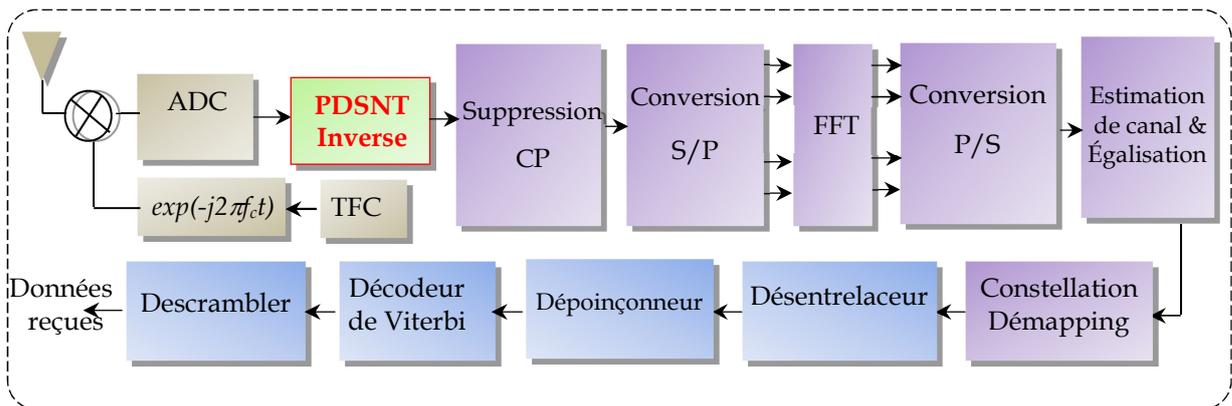
Dans la deuxième partie du chapitre, nous évaluerons les performances de la méthode PDSNT proposée au sein d'un système de communication ULB MB-OFDM en termes de réduction du PAPR, de dégradation du BER et de complexité de calcul. Afin de monter l'intérêt que présente l'utilisation de la méthode PDSNT dans un système ULB MB-OFDM, les performances de cette méthode sont analysées, et comparées avec les méthodes conventionnelles de réduction du PAPR comme SLM, PTS, ACE-AGP et ANNT. Enfin, les résultats de simulations sont discutés.

## 4.2 La méthode PDSNT proposée

L'objectif de cette section est de présenter la méthode PDSNT proposée pour la réduction du PAPR d'un système de communication ULB MB-OFDM [120]. Le système développé à partir du système MB-OFDM auquel nous avons ajouté le block PDSNT à l'émission et de bloc PDSNT inverse en réception est présenté à la figure 4.1. Nous allons débiter cette description par l'introduction des expressions des signaux ULB MB-OFDM basé sur la méthode PDSNT au niveau de l'émetteur. Nous nous intéresserons ensuite à la réception des signaux ULB MB-OFDM, nous allons focaliser notre description sur le bloc PDSNT inverse.



(a)



(b)

**Figure 4.1** : Schéma synoptique du système ULB MB-OFDM avec le bloc PDSNT proposé pour la réduction du PAPR, (a) Émetteur MB-OFDM, (b) Récepteur MB-OFDM.

### 4.2.1 La méthode PDSNT à l'émetteur

Dans un système ULB MB-OFDM conventionnel (Figure 4.1a), après l'ajout de préfixe cyclique (CP) et la conversion parallèle-série (P/S), le signal OFDM résultant est transmis à travers un convertisseur numérique/analogique (DAC) qui convertit les signaux numériques en une forme analogique. Cependant, dans la technique PDSNT proposée pour le système MB-OFDM, avant la procédure DAC, le vecteur OFDM  $\mathbf{x} = [x_0 x_1 \dots x_{N-1}]^T$  est transféré à un autre vecteur  $\mathbf{y} = [y_0 y_1 \dots y_{N-1}]$  à travers une transformation discrète non linéaire  $\hat{L}$  comme  $\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{y} = \hat{L}\mathbf{x}$ . Les composantes du vecteur  $\mathbf{y}$  sont calculées par l'expression suivante :

$$y_n = \begin{cases} x_0, & n = 0 \\ x_n / \left( \sum_{k=0}^n x_k^2 \right)^{1/2}, & n = 1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4.1)$$

La transformation de la composante initiale dans l'équation (4.1) est considérée séparément des autres composantes. Cette transformation non-linéaire  $L_2$ -métrique est appelée  $L_2$ -DSNT [121, 122]. En d'autres termes,  $L_2$ -DSNT est constitué de deux parties. Pour simplifier les calculs, nous proposons une transformation paramétrique discrète  $L_2$ -DSNT appelée  $L_2$ -by-3 PDSNT ( *$L_2$ -by-3 Parametric Discrete Sliding Norm Transform*). Cette transformation est basée seulement sur la norme de trois échantillons  $x_{(n-1)}$ ,  $x_{(n)}$  et  $x_{(n+1)}$  à chaque opération de silding. Dans ce cas, l'équation (4.1) peut s'écrire :

$$y_n = \begin{cases} x_0, & n = 0 \\ x_n / \left( x_{(n-1)_N}^2 + \alpha x_{(n)_N}^2 + x_{(n+1)_N}^2 \right)^{1/2}, & n = 1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Où  $(\cdot)_N$  dénote l'opération de modulo  $N$  pour l'indice des échantillons de signal d'entrée.

Le deuxième échantillon de l'équation (4.2) est pondéré par le paramètre  $\alpha$ , qui peut être utilisé pour contrôler la réduction du PAPR et la dégradation du BER comme nous le montrerons dans la section 4.3.

### 4.2.2 La méthode PDSNT inverse au récepteur

La transformation  $L_2$ -DSNT est réversible, alors dans la chaîne de réception ULB MB-OFDM proposée (Figure 4.1b), et après l'opération de conversion analogique/numérique (ADC), la reconstruction du vecteur  $\mathbf{x}$  à partir de  $\mathbf{y}$  peut être

effectuée via une transformation inverse  $L_2$ -DSNT ( $L_2$ -by-3 PDSNT inverse) donné par la formule récursive suivante :

$$x_n = \begin{cases} x_0, & n = 0 \\ y_n \left( \sum_{k=0}^n x_k^2 \right)^{1/2}, & n = 1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4.3)$$

Dans le cas de  $L_2$ -by-3 PDSNT, la reconstruction de vecteur  $x$  de l'équation (4.3) est peut être faite par la résolution du système d'équations donné par :

$$\begin{cases} x_{N-1}^2 + \alpha (1 - 1/y_0^2)x_0^2 + x_1^2 = 0 \\ x_0^2 + \alpha (1 - 1/y_1^2)x_1^2 + x_2^2 = 0 \\ x_1^2 + \alpha (1 - 1/y_2^2)x_2^2 + x_3^2 = 0 \\ \vdots \\ x_{N-3}^2 + \alpha (1 - 1/y_{N-2}^2)x_{N-2}^2 + x_{N-1}^2 = 0 \\ x_{N-2}^2 + \alpha (1 - 1/y_{N-1}^2)x_{N-1}^2 + x_0^2 = 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

Le système d'équations (4.4) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} \alpha\lambda_0 & 1 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & \alpha\lambda_1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \alpha\lambda_{N-1} & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 1 & \alpha\lambda_{N-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0^2 \\ x_1^2 \\ x_2^2 \\ \vdots \\ x_{N-2}^2 \\ x_{N-1}^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

où

$$\lambda_n = 1 - 1/y_n^2, \quad n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.6)$$

La résolution de système matricielle (4.5) permet la reconstruction de signal original  $x$  qui peut être donné comme suit :

$$x_n = \left( \sqrt{x_n^2} \right) \text{sgn}(y_n), \quad n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.7)$$

où  $\text{sgn}(\cdot)$  est la fonction de signe. Nous notons que pour le cas où  $y_n$  a des valeurs nulles pour certains indice  $n_z$ , les termes  $y_{n_z}$  correspondant à  $n_z$  devraient être supprimés des équations (4.4) et (4.5). Par conséquent, le système d'équations est réduit en supprimant les lignes et les colonnes correspondant aux index  $n_z$ .

### 4.3 Résultats de simulation

Dans cette section nous allons évaluer les performances de la méthode PDSNT proposée en termes de réduction du PAPR, de dégradation du taux d'erreur binaire (BER) et de complexité de calcul. Cette évaluation se fera en comparaison avec les méthodes de réduction du PAPR conventionnelles SLM, PTS, ACE-AGP et ANNT.

Dans un premier temps, nous allons commencer par explorer un point essentiel qui concerne le choix optimal de la valeur du paramètre  $\alpha$  et nous allons montrer ainsi l'influence de choix de la valeur  $\alpha$  sur les performances de la méthode PDSNT proposée. Ensuite, nous allons nous intéresser aux performances de la méthode PDSNT proposée pour la réduction du PAPR dans le système de communication ULB MB-OFDM en utilisant les simulations de Monte Carlo avec  $10^5$  symboles MB-OFDM générés comme le montre la Figure 4.1. Les performances de la méthode PDSNT proposée sont évaluées en utilisant l'environnement Matlab, et les résultats de simulation sont comparés aux méthodes conventionnelles de la réduction du PAPR SLM, PTS, ACE-AGP et ANNT. Les performances des méthodes SLM, PTS et ACE-AGP sont évaluées en utilisant les paramètres de simulation  $D = 8$ ,  $V = 5$ ,  $N_{\text{Iter}} = 10^3$  et  $A = 3.4\text{dB}$ .

Dans un deuxième temps, nous allons nous intéresser aux performances du BER. Trois débits sont utilisés (53.3 Mb/s, 200 Mb/s et 480 Mb/s) correspondant aux modulations QPSK (pour 53.3 Mb/s et 200 Mb/s) et DCM pour 480 Mb/s, pour tester le système de communication ECMA-368 basé sur la méthode PDSNT. Le codage temps-fréquence N°1 (TFC1) a été choisi pour cette simulation. De plus, deux modèles de canaux ULB définis par l'IEEE 802.15.3a. sont utilisés dans l'évaluation des performances avec le canal CM1 pour un scénario LOS avec une séparation entre l'émetteur et le récepteur jusqu'à 4m et le canal CM3 pour un scénario NLOS avec une séparation de 4-10m.

#### 4.3.1 Effet de la valeur du paramètre $\alpha$ sur le CCDF du PAPR et le BER

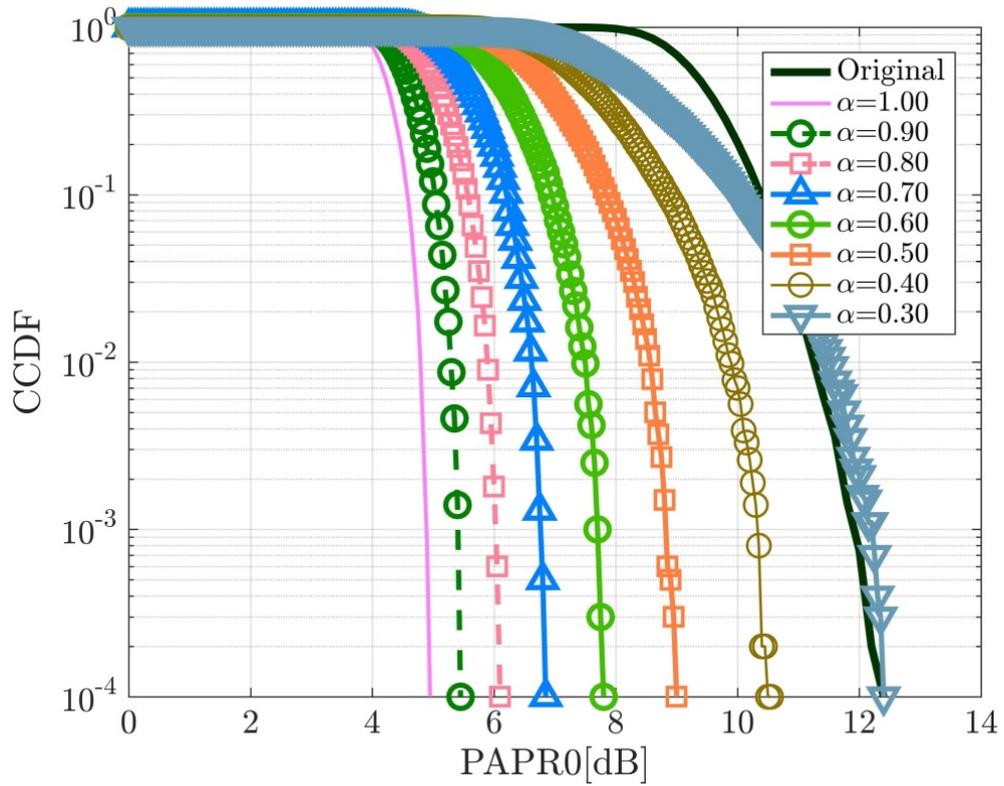
Le choix de la valeur du paramètre  $\alpha$  joue un rôle important car il influe sur les performances de la méthode PDSNT. Il y a donc un compromis à faire entre la réduction du PAPR et la dégradation du BER et ce compromis peut être fait par un choix adéquat de la valeur du paramètre  $\alpha$  de la méthode PDSNT. L'objectif de cette sous-section est de mettre en évidence l'influence du choix de la valeur du paramètre  $\alpha$  sur

les performances du système ULB MB-OFDM à base de la méthode PDSNT. Pour ce faire nous allons comparer les performances de réduction du PAPR et les performances du BER pour différentes valeurs du paramètre  $\alpha$ , où  $\alpha = 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.8, 0.7, 0.9, 1, 5$ , et 20. Les résultats sont affichés dans les figures 4.2, 4.3 et 4.4,

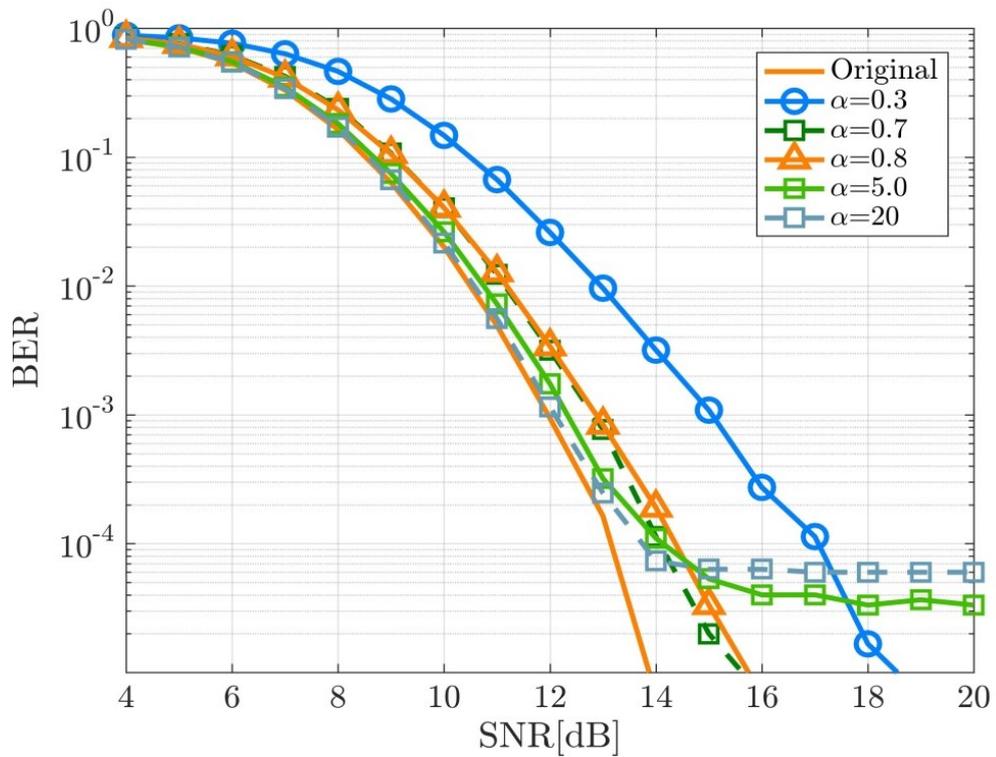
La figure 4.2 représente les performances de réduction du PAPR de la méthode PDSNT pour différentes valeurs du paramètre  $\alpha$ . Comme le montre la figure 4.2, lorsque la valeur du paramètre  $\alpha$  est augmentée, le PAPR est considérablement réduit. La raison est que le facteur de normalisation du PDSNT est directement proportionnel au paramètre  $\alpha$ . De plus, à travers l'augmentation de la valeur du paramètre  $\alpha$ , les grandes amplitudes (pics) sont compressées de manière significative et la plage dynamique sera réduite à chaque opération de sliding.

La figure 4.3 montre les performances du BER de la méthode PDSNT proposée dans le cas de modèle de canal CM1 avec un bruit blanc gaussien additif (AWGN) pour différentes valeurs de  $\alpha$ . D'après la figure 4.3, on montre que de grandes valeurs de  $\alpha$  introduisent une perte de BER due au bruit de coupure et que les petites valeurs de  $\alpha$  provoquent une dégradation du BER due à une distorsion d'amplification non-linéaire. En outre, on constate que l'augmentation du rapport signal sur bruit (SNR > 14 dB) lors de l'utilisation de grandes valeurs de  $\alpha$  conduit à amplifier le signal MB-OFDM et le bruit d'écrêtage; ainsi aucune amélioration des performances du BER ne peut être obtenue. Or, à partir des figures 4.2 et 4.3, nous pouvons constater qu'en sélectionnant la valeur de  $\alpha$  dans la plage de 0.7 à 0.8, un bon compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation du BER peut être obtenu.

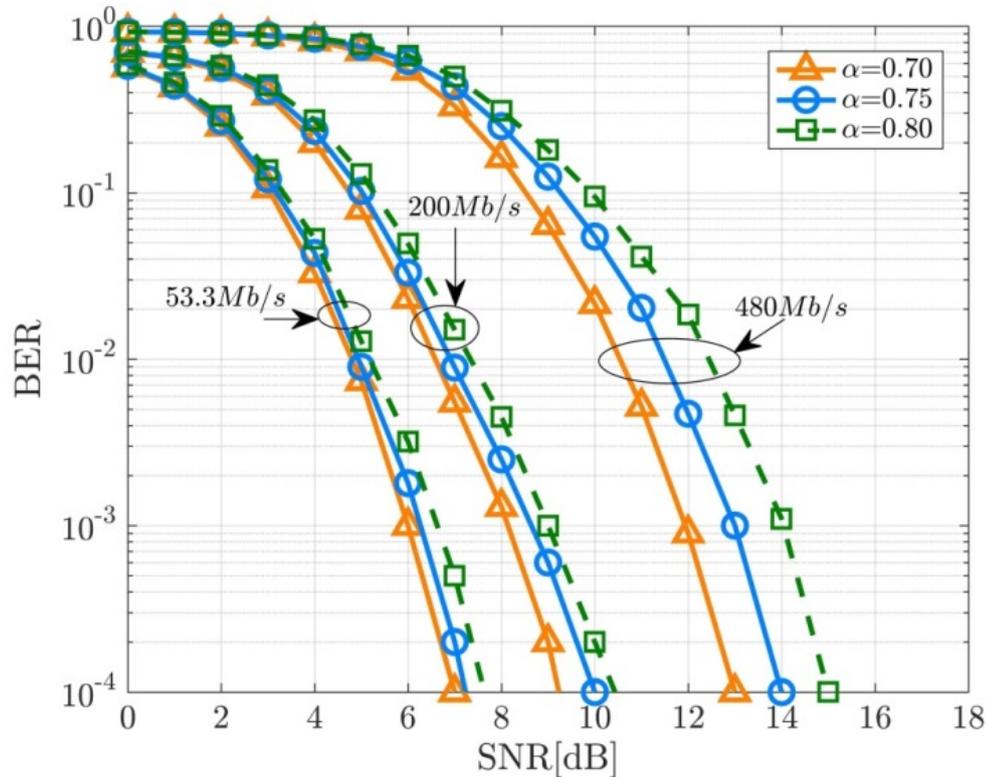
La figure 4.4 illustre les performances du BER du système de communication MB-OFDM avec la méthode PDSNT pour trois débits de données 53.3 Mb/s, 200 Mb/s et 480 Mb/s et trois valeurs du paramètre  $\alpha$  (0.70, 0.75 et 0.8) en présence d'un canal CM1 avec un bruit AWGN. Il est clair que les performances du BER sont très sensibles à la variation de la valeur du paramètre  $\alpha$ , en particulier pour les débits de données élevés. On a trouvé ainsi que la valeur optimale du paramètre  $\alpha$  est d'environ 0.75, ce qui donne un bon compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation de BER.



**Figure 4.2.** Performances de réduction du PAPR de la méthode PDSNT proposée pour différentes valeurs du paramètre  $\alpha$ .



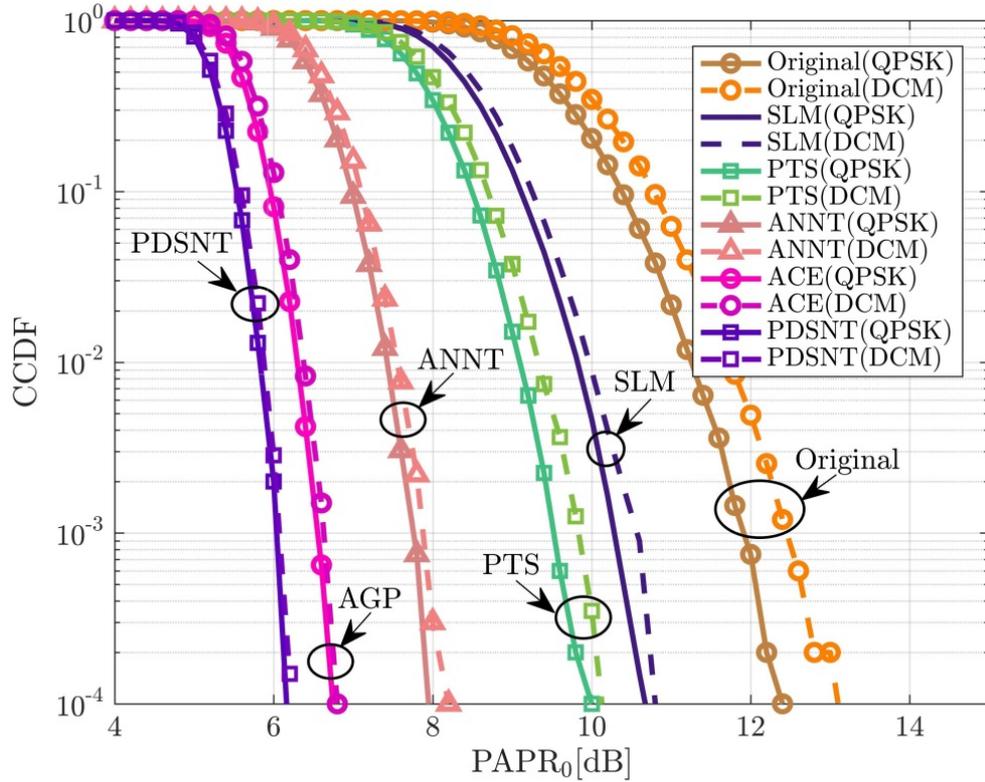
**Figure 4.3 :** Performances du BER de la méthode PDSNT proposée pour différentes valeurs du paramètre  $\alpha$  dans le canal CM1 avec un AWGN.



**Figure 4.4 :** Performances du BER en fonction du paramètre  $\alpha$  de la méthode PDSNT dans un canal CM1 avec un AWGN.

### 4.3.2 Les performances en termes de réduction du PAPR

La figure 4.5 illustre une comparaison entre la CCDF des courbes de performance de réduction du PAPR du système ECMA-368 MB-OFDM avec les méthodes SLM, PTS, ACE-AGP, ANNT et PDSNT ( $\alpha = 0.75$ ) pour les deux formats de modulation QPSK et DCM. Cette figure montre clairement que la méthode PDSNT proposée est plus performante en termes de réduction du PAPR par rapport aux techniques conventionnelles SLM, PTS, ACE-AGP, ANNT.



**Figure 4.5 :** Comparaison des performances de réduction du PAPR des méthodes SLM, PTS, ACE-AGP, ANNT et PDSNT

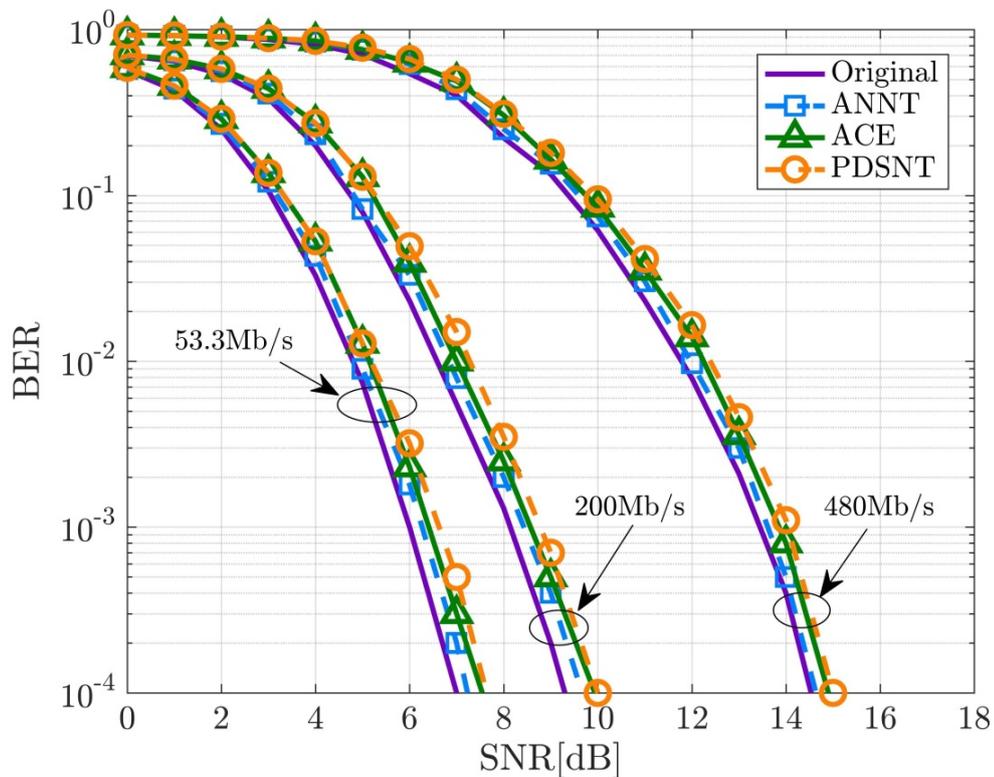
On observe que dans le cas d'un système ULB MB-OFDM avec une modulation QPSK, les méthodes PDSNT ( $\alpha=0.75$ ), ACE-AGP et ANNT peuvent atteindre une réduction significative du PAPR d'environ 6.4 dB, 5.8 dB et 4.6 dB à  $10^{-4}$  de la CCDF, respectivement. Les méthodes PTS et SLM réduisent le PAPR avec 2.5 dB et 1.7 dB à  $10^{-4}$  de la CCDF, respectivement. Il est clair que la méthode PDSNT proposée dépasse l'ACE-AGP de 0.6 dB et l'ANNT de 1.8 dB.

### 4.3.3 Les performances en termes du BER

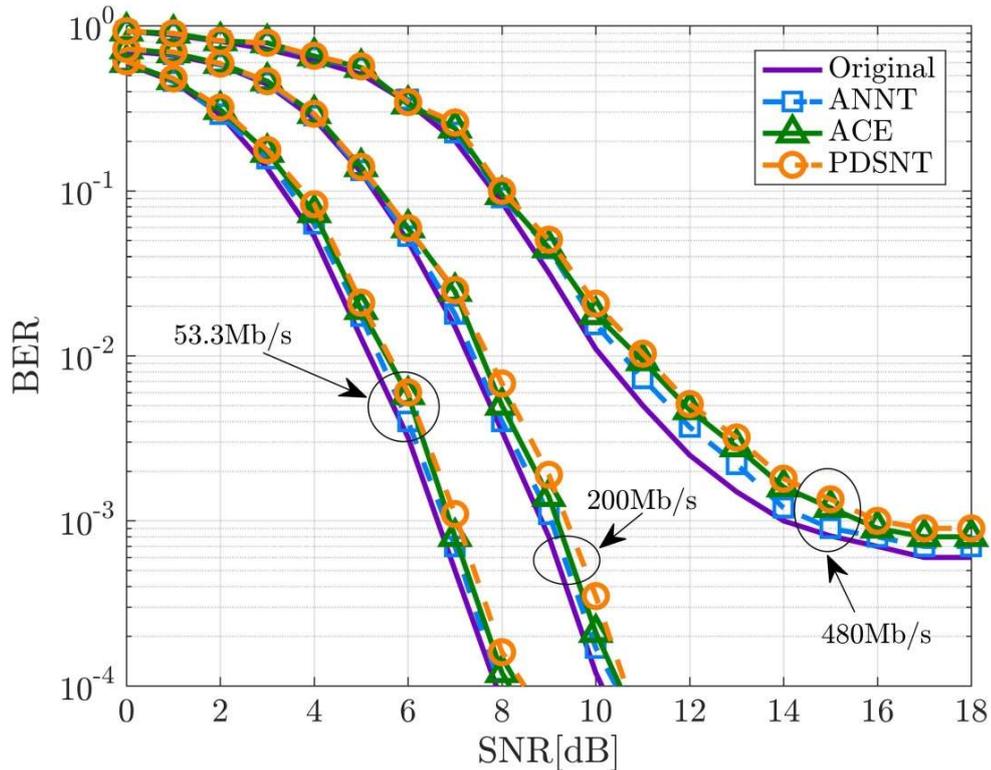
Dans cette section, nous avons évalué les performances en termes du BER du système ULB MB-OFDM pour chaque méthode (PDSNT, ACE-AGP et ANNT) sur les deux modèles de canal CM1 et CM3 définis par l'IEEE 802.15.3a ainsi qu'un canal à bruit blanc gaussien (AWGN). Dans cette évaluation, nous avons considéré aussi trois débits différents de 53.5 Mb/s, 200 Mb/s et 480 Mb/s.

La figure 4.6 illustre une comparaison de performances du BER entre le système ULB MB-OFDM original et le système ULB MB-OFDM avec les méthodes PDSNT proposée, ACE-AGP et ANNT.

Les résultats de simulation de la figure 4.6 montrent que pour tous les débits de données, l'utilisation des méthodes ACE-AGP, ANNT et PDSNT n'affectent pas significativement les performances du BER. De plus, les performances du BER de la méthode PDSNT proposée dépassent un peu les performances en BER des méthodes ACE-AGP et ANNT. La raison de ce comportement peut s'expliquer par le fait que la méthode PDSNT peut réduire le PAPR plus que les méthodes ACE-AGP et ANNT comme le montre la figure 4.5. Nous notons aussi que ce comportement peut être contrôlé uniquement en ajustant la valeur du paramètre de contrôle  $\alpha$  du PDSNT.



**Figure 4.6 :** Comparaison de variation de BER entre les méthodes ACE-AGP, ANNT et PDSNT dans un canal ULB CM1 IEEE 802.15.3a avec un AWGN



**Figure 4.7 :** Comparaison des variations du BER entre les méthodes ACE-AGP, ANNT et PDSNT dans un canal ULB CM3 IEEE 802.15.3a avec un AWGN

La figure 4.7 montre les performances en termes du BER dans le cas du modèle de canal ULB CM3 IEEE 802.15.3a avec un AWGN. Les résultats de simulation illustrent la dégradation des performances du BER par rapport aux performances du BER dans le cas d'un canal CM1 en raison des NLOS et de la dispersion de retard.

#### 4.4 Analyse de complexité

La complexité de calcul est un facteur très important qui affecte la puissance consommée dans la puce du processeur de signal numérique. Pour cette raison, il est important d'analyser la complexité de calcul des méthodes de réduction du PAPR. La complexité de calcul des méthodes SLM, PTS, ACE-AGP et PDSNT est formulée en détail dans le tableau 4.1 en termes de nombre d'opérations réelles d'addition et de multiplication. Où  $N$  désigne le nombre de points  $IFFT$  et  $L$  désigne le facteur de sur-échantillonnage. Les paramètres de simulation utilisés dans cette évaluation pour

les méthodes SLM, PTS et ACE-AGP sont respectivement  $L = 4$ ,  $D = 8$ ,  $V = 5$ ,  $N_{\text{Iter}} = 20$ ,  $A_{\text{IFFT}} = 64$  et  $M_{\text{IFFT}} = 64$ .

Pour la méthode L<sub>2</sub>-by-3 PDSNT proposée, pour chaque échantillon du signal d'entrée, il y a une division, quatre multiplications, une racine carrée et deux opérations d'addition sont effectuées. La complexité des opérations de division et de racine carrée est calculée sous l'hypothèse que ces opérations sont approximées par la série de Taylor. Alors, selon la référence [123], le nombre d'opérations réelles nécessaires pour ces deux opérations sont : 8 multiplications et 5 additions pour l'opération de division, et 11 multiplications et 5 additions pour la racine carrée. Donc, nous avons au total 23 multiplications et 12 additions.

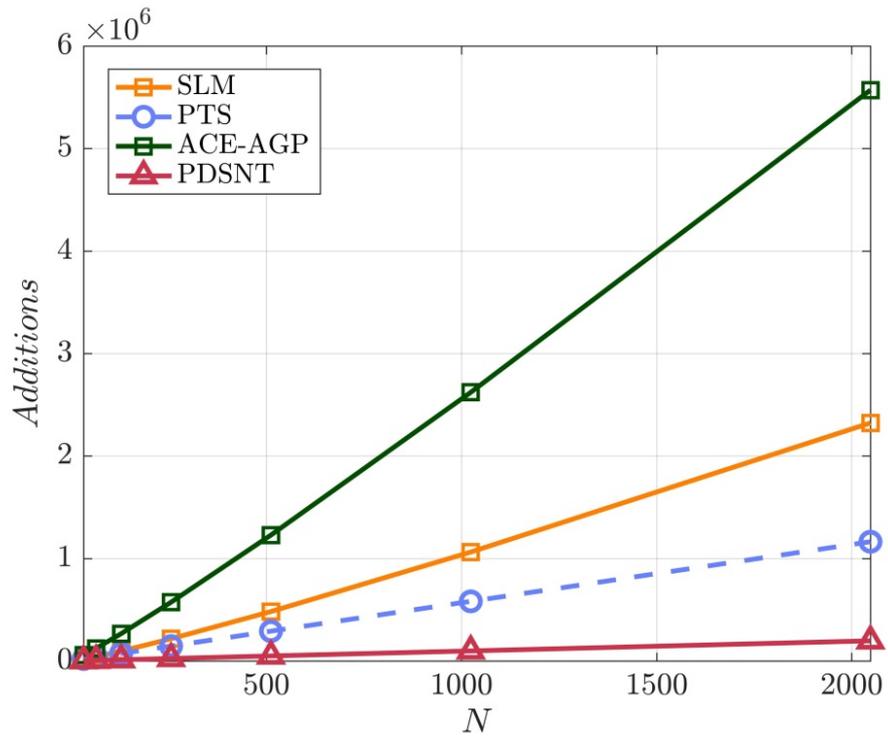
Comme nous avons des parties en phase et en quadrature dans le signal d'entrée, la complexité totale par échantillon est de 46 opérations de multiplication et de 24 opérations d'addition.

Le tableau 4.1 présente une comparaison entre le nombre d'opérations réelles d'addition et le nombre d'opérations réelles de multiplication pour les méthodes SLM, PTS, ACE-AGP et PDSNT. Il est clair à partir du tableau (4.1) que l'implémentation de la méthode PDSNT proposée nécessite  $24NL$  opérations d'addition et  $46NL$  opérations de multiplications avec  $N$  est le nombre de point IFFT et  $L$  est le facteur de sur-échantillonnage.

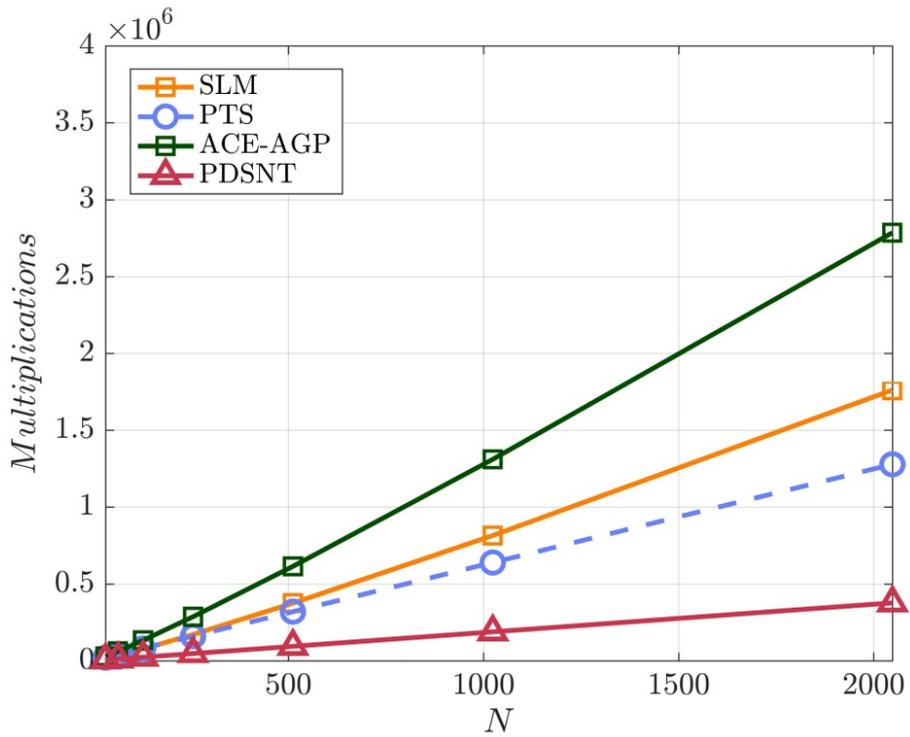
Les figures 4.8a et 4.8b montrent une comparaison entre les complexités de calcul des méthodes SLM, PTS, ACE-AGP, PDSNT en termes de nombre d'opérations réelles d'addition et de multiplications en fonction de nombre de point IFFT. Il est clair que la complexité de calcul de la méthode PDSNT proposée est plus faible par rapport aux autres méthodes. Ainsi, la complexité de calcul de la méthode PDSNT proposée est indépendante de la valeur de paramètre de contrôle  $\alpha$ .

Méthodes	Nombre d'addition	Nombre de multiplication
SLM	$DNL(3\log_2(N) + 2) + 2N(D - 1)$	$2DNL(\log_2(N) + 2) + 4N(D - 1)$
PTS	$4(D - 0.5)NLV - DNL + V \times A_{\text{IFFT}}$	$4(D - 1)NLV + 2DNL + V \times M_{\text{IFFT}}$
ACE-AGP	$2N_{\text{Iter}}(4NL + NL\log_2(NL))$	$2N_{\text{Iter}}(2NL + (NL/2)\log_2(NL))$
PDSNT	$24NL$	$46NL$

**Tableau 4.1.** Nombre d'opérations réelles pour SLM, PTS, ACE-AGP, et PDSNT.



(a)



(b)

**Figure 4.8 :** Complexité de calcul des méthodes SLM, PTS, ACE-AGP et PDSNT  
 (a) Nombre d'additions réelles, (b) Nombre de multiplications réelles.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et évalué les performances de la méthode PDSNT proposée dans un système de communication ULB MB-OFDM et les comparons avec les méthodes SLM, PTS, ACE-AGP et ANNT. D'abord, nous avons évalué l'influence de choix de la valeur du paramètre  $\alpha$  sur les performances de la méthode PDSNT proposée. À partir de résultats de simulation, nous avons constaté qu'en choisissant la valeur de  $\alpha$  dans la plage de 0.7 à 0.8, un bon compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation du BER peut être obtenu. Ensuite, nous avons évalué les performances de la méthode PDSNT proposée et comparé avec les méthodes conventionnelles de réduction du PAPR comme SLM, PTS, ACE-AGP et ANNT. Cette évaluation a été réalisée en termes de réduction du PAPR, de dégradation du BER et de complexité de calcul. Les résultats de simulation montrent que la méthode proposée offre de meilleures performances en termes de réduction du PAPR que les méthodes mentionnées ci-dessus avec une complexité de calcul très faible. De plus, des simulations de performances du BER ont été effectuées avec trois débits de données différents de 53.5 Mb/s, 200 Mb/s et 480 Mb/s en utilisant les modèles de canaux ULB IEEE 802.15.3a typiques CM1 et CM3. D'après les résultats obtenus, nous confirmons la sensibilité des performances du BER par rapport aux variations de la valeur de paramètre de contrôle  $\alpha$ , en particulier pour les débits élevés. Par conséquent, la méthode PDSNT proposée est une solution efficace de faible complexité pour la réduction du PAPR dans les systèmes ULB MB-OFDM.

# Conclusion Générale et Perspectives

---

## Conclusion générale

Ces dernières années ont été marquées par la recherche de solutions pour des communications sans fil supportant des débits de plus en plus élevés, avec une qualité de service croissante. Ce travail a été introduit dans ce contexte et a porté sur l'étude des systèmes multi-bande OFDM (MB-OFDM) pour les communications radio Ultra Large Bande (ULB) haut débit.

En effet, l'OFDM qui est une technique de modulation multi-porteuses très privilégiée a fait largement ses preuves dans le domaine de la communication haut débit. Elle est largement utilisée dans la plupart des standards de communication sans fil modernes. Un des principaux inconvénients des systèmes basés sur la modulation OFDM est le fort PAPR des signaux qui en résultent. Cette caractéristique rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités des amplificateurs de puissance. L'amplification non-linéaire des signaux à fort PAPR engendre des dégradations importantes (dégradations du BER et des interférences hors bande). D'où la nécessité de réduire le PAPR afin de permettre à l'amplificateur de puissance de fonctionner au plus près de sa zone de linéarité sans dégradation du signal à transmettre.

L'objectif de notre travail étant donc de proposer une contribution sur la réduction du PAPR dans un système de communication ULB MB-OFDM afin de faciliter la recherche d'un compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation du BER.

Pour comprendre le contexte de ce travail, nous avons effectué dans le premier chapitre une étude de l'état de l'art présentant la technologie ULB. Les principales caractéristiques de l'ULB, son potentiel en termes de débits et sa large occupation spectrale justifient l'engouement de la communauté scientifique et industrielle pour cette récente technique d'accès radio. Afin de permettre la coexistence de l'ULB avec d'autres technologies sans fil à bande plus étroite, des masques d'émission en puissance ont été mis en place par les organismes de réglementation des différents pays. Nous avons pu constater les attitudes différentes selon les instances conduisant à des masques d'émission plus restrictifs que celui fixé initialement par la FCC. L'activité de deux groupes d'études de normalisation au sein de l'IEEE pour les communications haut

et bas débits a été exposée. Le premier groupe a été proposé pour les communications bas débit ULB sous l'appellation IEEE 802.15.4a et le second pour les communications haut débit ULB sous l'appellation IEEE 802.15.3a. L'échec de la tentative de normalisation de l'ULB haut débit par le groupe IEEE 802.15.3a suite à l'impossibilité de départager les solutions DS-ULB et MB-OFDM a été expliqué. Cette difficulté a conduit l'Alliance WiMedia à faire un passage en force avec sa solution MB-OFDM pour son établissement en tant que norme au sein de l'ECMA sous l'appellation ECMA-368. Enfin, un état de l'art des différentes techniques de transmission pour l'ULB haut et bas débits a été présenté ainsi que le canal de transmission le plus adapté aux systèmes ULB.

Nous nous sommes intéressés dans le deuxième chapitre de notre thèse à la couche physique d'un système MB-OFDM soutenue par l'Alliance WiMedia. Elle consiste en un découpage de la bande de fréquence allouée aux systèmes ULB en plusieurs sous-bandes de 528 MHz au sein de chacune, une modulation OFDM est appliquée. La modulation OFDM, grâce à sa robustesse face à des canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence, est une bonne candidate pour les communications ULB à haut débit. La présentation du système MB-OFDM tel que défini par la norme ECMA-368 a montrée qu'il ne diffère d'un système OFDM classique que par l'utilisation d'un code temps-fréquence (TFC). Celui-ci spécifie à chaque symbole OFDM sa sous-bande d'émission, les sauts s'effectuant sur un horizon de deux ou trois sous-bandes. Cette technique permet en premier lieu d'explorer la diversité équivalente à deux ou trois sous-bandes grâce à l'utilisation conjointe d'une modulation codée à bits entrelacés. L'utilisation dans les systèmes ULB des signaux multi-porteuses OFDM avec de fortes variations d'amplitudes (à PAPR élevé) va générer un impact important sur les performances des dispositifs analogiques, en particulier l'amplificateur de puissance dont les non-linéarités introduisent des distorsions en amplitude et en phase sur les signaux à transmettre, ce qui engendre des dégradations de performances du système en termes de BER.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes penchés sur les caractéristiques de l'amplificateur de puissance ainsi que sur les problèmes qui y sont liés à savoir la dégradation du BER, les interférences hors bandes et le faible rendement énergétique. Pour cette raison, nous avons traité tout d'abord des généralités sur l'amplificateur de puissance comme un élément clé dans un système de communication. Nous avons rappelé le principe de fonctionnement des amplificateurs, donné une caractérisation des

paramètres d'intérêt d'un amplificateur de puissance, et aussi analysé l'influence de la non-linéarité de l'amplificateur sur la contrainte liée au problème de l'amplification des signaux à fort PAPR. De cette analyse, la nécessité de réduction du PAPR s'est imposée. Un état de l'art des techniques de réduction du PAPR proposés dans la littérature a été présenté dans ce chapitre pour remédier cette problématique d'amplification des signaux multi-porteuses OFDM. Cette étude a permis d'évaluer les techniques de réduction du PAPR et nous conduira à choisir la technique qui a le meilleur compromis entre performance en réduction du PAPR, dégradation du BER et complexité de calcul.

L'objectif du quatrième chapitre est de présenter notre contribution pour la réduction du PAPR des systèmes de communication ULB MB-OFDM. Tout d'abord, nous avons commencé par une description détaillée de la méthode PDSNT proposée et sa mise en œuvre à l'émetteur et au récepteur. Ensuite, nous avons évalué par simulation sous *matlab*, les performances de la méthode PDSNT dans un système de communication ULB MB-OFDM en termes de réduction du PAPR, de dégradation du BER et de complexité de calcul. Dans un premier temps, nous avons évalué l'impact de choix de la valeur du paramètre  $\alpha$  de la méthode PDSNT proposée sur la réduction du PAPR et la dégradation du BER. À partir des résultats de simulations, nous avons constaté qu'en choisissant la valeur de  $\alpha$  dans la plage de 0.7-0.8, un bon compromis entre la réduction du PAPR et la dégradation du BER peut être obtenu. Dans un second temps, nous avons évalué les performances de la méthode PDSNT proposée et comparé avec les méthodes développées pour la réduction du PAPR comme SLM, PTS, ACE-AGP et ANNT. Cette évaluation a été réalisée en termes de réduction du PAPR, de dégradation du BER et de complexité de calcul. Les résultats de simulations obtenues montrent bien que la méthode PDSNT proposée offre de meilleures performances en termes de réduction de PAPR que les méthodes mentionnées ci-dessus avec une complexité de calcul très faible. De plus, des simulations de performances du BER ont été effectuées avec trois débits différents de 53.5, 200 et 480 Mb/s sur deux modèles de canal ULB CM1 et CM3 définis par l'IEEE 802.15.3a. D'après les résultats obtenues, on constate qu'en utilisant une valeur optimale du paramètre  $\alpha$  de la méthode PDSNT, un bon compromis peut être obtenu entre les performances de réduction du PAPR et de dégradation du BER. Par conséquent, la méthode PDSNT est une solution efficace de faible complexité pour la réduction du PAPR dans les systèmes ULB MB-OFDM.

## Perspectives

Plusieurs axes de recherche peuvent être envisagés pour faire suite à ces travaux sur les systèmes ULB MB-OFDM et les techniques de réduction du PAPR.

Dans cette thèse, nous avons proposé une méthode de réduction du PAPR. Cette méthode est une solution efficace pour la réduction du PAPR en raison de sa simplicité et sa faible complexité. Cependant, il serait intéressant dans le cadre de la poursuite de nos travaux :

- d'utiliser d'autres techniques pour réduire au meilleur le PAPR du système MB-OFDM comme l'approche conjointe de la réduction du PAPR et de linéarisation d'amplificateur de puissance.
- de proposer une modulation adaptative basée sur les ondelettes, puisque la modulation d'ondelettes a prouvé son utilité dans le domaine de transmission des données, permettant aussi des gains significatifs en PAPR, tout en maintenant les avantages des modulations multi-porteuses.
- Une nouvelle perspective s'ouvre aussi avec l'application de la méthode PDSNT dans un système MIMO MB-OFDM dédié à la transmission d'images. Il serait intéressant d'étudier une nouvelle stratégie de transmission d'images ou de vidéo en prenant en compte les non-linéarités de l'amplificateur, les effets du canal de transmission ainsi que le contenu transmis. Cette nouvelle stratégie devra prendre en compte le lien entre le PAPR à l'émission, le canal de transmission et l'amplificateur pour une optimisation globale de la qualité visuelle des images ou de la vidéo à transmettre.

# Liste des Publications et de Communications

---

## Publications

- E. Mehallel, D. Abed, A. Boukrouche and A. Madjouri, « PAPR Reduction in ECMA-368 UWB Communication Systems Using Parametric Discrete Sliding Norm Transform». *International Journal of Communication Systems*, vol.31, n°17 DOI:10.1002/dac.3804, 2 September 2018.

## Communications Internationales

- E. Mehallel, D. Drici and A. Boukrouche, « Performance Evaluation of Power Spectral Density for UWB Radio System ». *2<sup>nd</sup> International Conference Systems and Information Processing (ICSIP'2011)*, May 15-17, 2011, Guelma, Algeria.
- E. Mehallel and A. Boukrouche, «Spectral Analysis of UWB Signal based on Modulation and Multiple Access Scheme». *1<sup>st</sup> International Conference on Signal, Image, Vision and their Applications SIVA'11*, November 21-24, 2011, Guelma, Algeria.
- E. Mehallel and A. Boukrouche, «Performance Analysis of RAKE Receiver for TH-UWB Systems», *3<sup>rd</sup> International Conference on Embedded Systems in Telecommunications and Instrumentation (ICESTI'16)*: October 24-26, 2016, Annaba, Algeria.
- E. Mehallel, D. Abed and A. Boukrouche, « PAPR Reduction Using Combination of Companding Technique and Parametric Discrete Sliding Norm Transform in MB-OFDM UWB Systems». *4<sup>th</sup> International Conference on Signal, Image, Vision and their Applications SIVA'18*, November 26-27, 2018, Guelma, Algeria.

# Références Bibliographiques

---

- [1]. T. W. Barret, « History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators, » *In: Progress in Electromagnetics Symposium*, pp. 1–42, July 2000.
- [2]. FCC, « Revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra Wide Band transmission systems, » *First report and order, and Docket 98-153, FCC 02-03, adopted/released*, 14 February / 22 April 2002.
- [3]. J.D. Taylor, « Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems », CRC Press, 1995.
- [4]. F. Nekoogar, « Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications, » *Prentice Hall*, ISBN-13: 978-0132782234, September 2005.
- [5]. H. F. Harmuth, « Transmission of Information by Orthogonal Functions, » *First Edition. Springer*, 1969.
- [6]. G. F. Ross and K. W. Robbins, « Baseband radiation and reception system ». *U.S. Patent no. 3*, pp.739, 392, June 1973.
- [7]. C. Fower, J. Entzminger and J. O. Corum, « Assessment of ultra wideband (UWB) technology, » *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 5, no. 11, pp. 45–49, November 1990.
- [8]. R. A. Scholtz, « Multiple Access with time-hopping impulse radio, » *In Proceedings IEEE Military Communications Conference (MILCOM'93), Boston, USA*, pp. 447–450, 1993.
- [9]. R.M. Morey, « Geophysical surveying system employing electromagnetic impulses, » *U.S. Patent no. 3*, pp. 806-795, 1974.
- [10]. FCC, « First report and order, ET Docket No. 98-153, » *Rapport, Federal Communication Commission*, April 2002.
- [11]. M. Welborn, « XtremeSpectrum CFP Presentation, » *IEEE P802.15.03/153r3*, March 2003.
- [12]. A. Batra, J. Balakrishnan and A. Dabak, « Multi-band OFDM Physical Layer Proposal, » *IEEE P802.15.03/267r6*, September 2003.
- [13]. ECMA, « High rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, » *Rapport ECMA-368 2nd edition, ECMA International*, December 2007.
- [14]. W. H. Gao, L. L. Guo and Z. G. Liang, « A novel wireless personal area network technology: Ultra wide band technology, » *Journal of Marine Science and Application*, vol. 5, no. 3, pp. 63-69, September 2006.
- [15]. C. E. Shannon, « Communication in the presence of noise, » *In: Proceedings of the IRE* vol. 37, no. 1, pp. 10–21, 1949.
- [16]. K. Siwiak and D. McKeown, « Ultra-wideband radio technology, » *Wiley and Sons*, 2004
- [17]. ECC, « ECC Decision of 24 March 2006 amended 6 July 2007 at Constanta on the harmonized conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in

- 
- bands below 10.6 GHz, » *Electronic Communication Commitee, Tech. Rep. ECC/DEC/(06)04*, March 2006.
- [18]. ECC, « ECC Decision of 01 December 2006 amended 31 October 2008 on supplementary regulatory provisions to ECC/DEC/(06)04 for UWB devices using mitigation techniques, » *Electronic Communication Commitee, Tech. Rep. ECC/DEC/(06)12*, October 2008.
- [19]. R. Kohno and K. Takizawa, « Detection and Avoidance Based on Soft-Spectrum Adaptation of UWB Inerference to Existing Radio Systems, » *In IEEE 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'06), Manaus-Amazon, Brazil*, pp. 435–439, August 2006.
- [20]. I. Oppermann, M. Hamalainen and J. Linatti, « UWB Theory and Applications, » *John Wiley & Sons, Ltd*, 2004.
- [21]. IEEE 802.15-03 standard, « Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), » *IEEE P802.15.4a/D7*, January 2007.
- [22]. A. Batra and al. « Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a. Tech, » *Rep. Document IEEE P802.15-03/268r1. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, 2003.
- [23]. A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak and al., « Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, » *Document technique IEEE P802.15-03/268r3, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, March 2004.
- [24]. ECMA-368, « High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, » *3rd Edition*, December 2008.
- [25]. ECMA-369, « MAC-PHY Interface for ECMA-368, » *3rd Edition*. December 2008.
- [26]. IEEE 802.15-03 standard, « Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and PHysical Layer (PHY) specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), » 2003.
- [27]. J. Foerster, « Channel Modeling Sub-committee Report Final, » *IEEE P802.15-02/490r1-SG3a*, February 2003.
- [28]. M. Win and R. Scholtz, « Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication-theoretic view, » *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 20, no. 9, pp.1613–1627, 2002.
- [29]. M. Z. Win and R. A. Scholtz, « Impulse radio: How it works, » *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 36–38, February 1998.
- [30]. M. Ghavami, « Hermite function based orthogonal pulses for UWB communications,» *In: Proc. Wireless Personal Multimedia Conference, Aalborg, Denmark*, September 2001.
- [31]. P. Martigne, B. Miscopain and J. Schwoerer, « Signaux UWB impulsionnels, » *In Journées scientifiques du CNFRS, Paris, France*, pp.28-29, March 2006.
-

- 
- [32]. M. Z. Win and R. A. Scholtz, « Ultra-wide bandwidth time-hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications, » *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, pp. 679–689, 2000.
- [33]. R. Fisher, R. Kohno, M. Laughlin and al., « DS-UWB physical layer submission to 802.15 Task Group 3a, » *Document technique IEEE P802.15-04/0137r3, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, July 2004.
- [34]. A. F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster and K. Siwiak, « IEEE 802.15.4a channel model - final report, » *IEEE P802.15-04/0662*, November 2004.
- [35]. A. F. Molisch and J. R. Foerster, « Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks, » *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, no. 6, pp. 14–21, December 2003.
- [36]. D. Cassioli, M.Z. Win and A. F. Molisch, « A statistical model for the UWB indoor channel, » *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1159-1163, May 2001.
- [37]. S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice and al. « Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel, » *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 10, pp. 1786–1796, October 2004.
- [38]. A. Saleh and R. Valenzuela, « A statistical Model for Indoor Multipath Propagation, » *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC)*, vol. 5, no. 7, pp. 128–137, February 1987.
- [39]. A. Batra, J. Balakrishnan, G. R. Aiello, J. R. Foerster and A. Dabak, « Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments, » *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, pp. 2132–2138, September 2004.
- [40]. A. Batra and al., « Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, » *IEEE P802.15-04/0493r1*, September 2004.
- [41]. A. Batra and J. Balakrishnan, « Improvements to the multi-band OFDM physical layer, » *In Proceedings IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, vol. 2, pp. 701–705, 8-10 January 2006.
- [42]. B. Le Saux, « Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses, » *Thèse de Doctorat, INSA de Rennes*, Octobre 2007.
- [43]. E. GUEGUEN, « Étude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM, » *Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, Janvier 2009.
- [44]. T. Pollet, M. Van Bladel and M. Moeneclaey, « BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise, » *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, pp. 191–193, Feb–Mar–Apr 1995.
- [45]. M. K. Kazimierczuk, « RF Power Amplifiers, » *Wiley*, December 2008.
- [46]. J. Baliga, R. Ayre, K. Hinton, and R. Tucker, « Energy consumption in wired and wireless access networks, » *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 6, pp.70-77, July 2011.
-

- 
- [47]. W. Vereecken and al., « Power consumption in telecommunication networks: overview and reduction strategies, » *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 6, pp. 62-69, 2011.
- [48]. T. Jiang and Y. Wu, « An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals, » *IEEE transactions on broadcasting*, vol. 54, no. 2, pp. 257-268, 2008.
- [49]. Y. Louët and J. Palicot, « A classification of methods for efficient power amplification of Signals, » *Ann Télécommunications*, vol. 63, no. 7-8, pp. 351-368, May 2008.
- [50]. P. Kenington, « High Linearity RF Amplifier Design, » *artech house edition*, October 2000.
- [51]. S. C. Cripps, « Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design, » *artech house edition*, May 2002.
- [52]. A. Saleh, « Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers, » *IEEE Trans. Commun*, vol. 29, pp. 1715-1720, November 1981.
- [53]. C. Rapp, « Effects of HPA nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM signal for a digital sound broadcasting system, » in *Proc. European Conference on Satellite Communications*, vol. 1, pp. 1245-1253, October 1991.
- [54]. A. Chaker, « Influence de l'amplificateur de puissance sur une chaîne de transmission multiporteuses : prise en compte de l'effet mémoire, » *Thèse de Doctorat, Université Cergy-Pontoise*, Juillet 2004.
- [55]. M. Djamai, « Contribution à la modélisation et à la linéarisation par prédistorion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunications, » *Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, France* 2008.
- [56]. T. Vuong and A. F. Guibord, « Modeling of nonlinear elements exhibiting frequency-dependent am/am and am/pm transfer characteristics, » *Can. Electr. Eng. J.*, vol. 9, no. 3, pp.112-116, 1984.
- [57]. H. Ku, M.D. Mickinley and J.S. Kenney, « Quantifying memory effects in RF power amplifiers, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, pp.2843-2849, 2002.
- [58]. W. H. Tranter, K. S. Shanmugan, T. S. Rappaport and K. L. Kosbar, « Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications, » *Prentice Hall PTR*, January 2004.
- [59]. A. Mazen, Hussein, « Linéarisation des amplificateurs de puissance- Prédistorion numérique adaptative en bande de base, » *Thèse de Doctorat, École polytechnique de l'université de Nantes*, 2009.
- [60]. L. J. Greenstein and P. Fitzgerald, « Phasing Multitone Signals to Minimize Peak Factors, » *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 7, pp. 1072-1074, July 1981.
- [61]. O. A. GOUBA, « Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM, » *Thèse de doctorat, École Doctorale MATISSE*, Décembre 2013.
-

- 
- [62]. Y. Louet and J. Palicot, « Power Ratio definitions and analysis in signals carrier modulation, » *In 13th European Signal Processing Conference, EUSIPCO*, vol. 63, pp. 351–368, September 2005.
- [63]. A. C. Bohigas, « Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF, » *Thèse de Doctorat, Université de Toulouse*, 2008.
- [64]. S. Wei, D.L. Goeckel and P.E. Kelly, « A modern extreme value theory approach to calculating the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM Systems, » *In Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, vol. 3, pp. 1686 – 1690, 2002.
- [65]. S. Litsyn and G.Wunder, « Generalized bounds on the crest-factor distribution of OFDM signals with applications to code design Information Theory, » *IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 992 –1006, March 2006.
- [66]. R. Van Nee and R. Prasad, « OFDM for wireless multimedia communications, » *Universal personal communications, Artech House publishers*, Chapter 6, January 2000.
- [67]. R. Van Nee and A. De Wild, « Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM, » *In Vehicular Technology Conference, (VTC 98). 48th IEEE*. vol. 3, pp. 2072–2076, 1998.
- [68]. Y. Louet and S. Zabre J. Palicot, « Traitement numériques des non-linéarités : Un état de l'art de la littérature, » *Technical report, Contrat Étude Supélec-France Telecom*, Février 2005.
- [69]. H. Ochiai and H. Imai, « On the distribution of the peak-to-average power ratio in ofdm signals, » *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 2, pp.282–289, 2001.
- [70]. X. Zhou and J. J. Caffery, « A new distribution bound and reduction scheme for OFDM PAPR, » *In Proc. 5<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, vol. 1, pp. 158–162, 27–30, October 2002.
- [71]. A. E. Jones, T. A. Wilkinson and S. K. Barton, « Block Coding Scheme for Reduction of Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Scheme, » *Electronics Letters*, vol. 30, no. 22, pp. 2098– 2099, December 1994.
- [72]. A. E. Jones and T. A. Wilkinson, « Combined Coding for Error Control and Increased Robustness to System Nonlinearities in OFDM, » *In Vehicular Technology Conference (VTC), Atlanta, GA*, April –May 1996.
- [73]. K. G. Paterson and V. Tarokh, « On the existence and construction of good codes with low peak-to-average power ratios, » *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 6, pp. 1974–1987, 2000.
- [74]. T. A. Wilkinson and A.E. Jones, «Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding, » *In Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th. IEEE*, vol. 2, pp. 825–829, 1995.
- [75]. R. D. J. Van Nee, « Ofdm codes for peak-to-average power reduction and error correction, » *in Global Telecommunications Conferenc., GLOBECOM'96.' Communications: The Key to Global Prosperity. IEEE*, vol. 1, pp. 740–744, 1996.
-

- [76]. J. A. Davis and J. Jedwab, « Peak-to-mean power control and error correction for ofdm transmission using golay sequences and reed-muller codes, » *Electronics Letters*, vol. 33, no. 4, pp. 267–268, 1997.
- [77]. Y. Louët, « Études et performances des codes de reed-muller pour la réduction du facteur de crête dans les modulations OFDM, » *Thèse de Doctorat, Université de Rennes I*, 2000.
- [78]. R.W. Bauml, R.F.H. Fischer and J.B. Huber, « Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping, » *Electronics Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056–2057, October 1996.
- [79]. M. Breiling, S.H. Muller-Weinfurtner and J.B. Huber, « SLM peak-power reduction without explicit side information, » *Communications Letters, IEEE*, vol. 5, no. 6, pp. 239–241, June 2001.
- [80]. W. Bauml F. Fischer, H. Mauller and B. Huber, « OFDM with reduced Peak-to-Average Ratio by multiple signal representation, » *Annales des télécommunication*, vol. 52, October 1997.
- [81]. S.H. Muller and J.B. Huber, « OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences, » *Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368–369, February 1997.
- [82]. D. Mestdagh and P. Spruyt, « A Method to Reduced the Probability of clipping in DMT Based Transceivers, » *IEEE Transaction on Communication*, vol. 44, pp. 1234–1238, October 1996.
- [83]. M. Breiling, H. Mauller and J. Huber, «Peak-Power Reduction in OFDM without explicit side information, » *In Proc. 5th International OFDM-Workshop, Hamburg*, pp. 281–286, September 2000.
- [84]. N. Chen and G. T. Zhou, « Peak-to-average power ratio reduction in OFDM with blind selected pilot tone modulation, » *In Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '05)*, vol. 3, pp. 845–848, 18–23, March 2005.
- [85]. X. Li and L.J. Cimini, « Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM ». *In Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*, vol.3, pp. 1634–1638, 1997.
- [86]. H. G. Ryu, B. I. Jin and I. B. Kim, « Papr reduction using soft clipping and aci rejection in ofdm system, » *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 1, pp. 17-22, Aug. 2002.
- [87]. D. Guel and J. Palicot. « Clipping formulated as an adding signal technique for OFDM Peak Power Reduction, » *In Vehicular Technology Conference, VTC Spring, IEEE 69th*, pp. 1–5. 2009.
- [88]. J. Tellado-Mourello, « Peak to Average Ratio Reduction for Multi-carrier Modulation, » *Thèse de doctorat, Stanford University, Stanford, CA, USA*, Sep. 1999.
- [89]. J. Tellado and J.M. Cioffi, « Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems, » *In Information Theory, 1998. Proceedings. 1998 IEEE International Symposium on*, pp. 191–, August 1998.

- 
- [90]. Z. X. Yang, H. D. Fang and C. Y. Pan, « Ace with frame interleaving scheme to reduce peak-to-average power ratio in ofdm systems, » *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 41, pp.571-575, March 2005.
- [91]. D. Guel and J. Palicot, « Clipping formulated as an adding signal technique for ofdm peak power reduction, » *In Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th International Conference on. IEEE*, pp. 1–5, 2009.
- [92]. X. Li and L.J. Cimini, « Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM, » *In IEEE Communication letter*, vol. 2, pp. 131–133, May 1998.
- [93]. A. Skrzypczak, Y. Louët, C. Lehobey, S. Molton and O. Rousset, « Improving a dvb-t/h modulator performance by using deep clipping, » *In Telecommunications (ICT), 2010 IEEE 17th International Conference on. IEEE*, pp. 204–210, 2010.
- [94]. P. Boonsrimuang, E. Puttawong, H. Kobayashi and T. Paungma, « Papr reduction using smooth clipping in ofdm system, » *3rd information and computer engineering postgraduate workshop*, pp. 158–161, 2003.
- [95]. S. Ragusa, J. Palicot, Y. Louët and C. Lereau, «Invertible clipping for increasing the power efficiency of ofdm amplification ». *ICT 2006*, 2006.
- [96]. S. Ragusa, « Écrêtage inversible pour l'amplification non-linéaire des signaux OFDM dans les terminaux mobiles, » *Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier-Grenoble I*, 2006.
- [97]. L. M. Diallo, J. Palicot and F. Bader, « A step forward on adaptive iterative clipping approach for papr reduction in ofdm system ». *International Journal On Advances in Telecommunications*, vol. 9, no. 1 & 2, 2016.
- [98]. S. Zabré, J. Palicot, Y. Louët and Ch. Lereau, « Socp approach for ofdm peak-to-average power ratio reduction in the signal adding context, » *In Signal Processing and Information Technology, IEEE International Symposium on. IEEE*, pp. 834–839, 2006.
- [99]. S. Zabre, « Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête, » *Thèse de Doctorat, Université de Rennes I*, 2007.
- [100]. A. Gatherer and M. Polley, « Controlling clipping probability in DMT transmission». *In Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, vol. 1, pp. 578–584, 2–5 November 1997.
- [101]. B. S. Krongold and D. L. Jones, « PAR reduction in OFDM via active constellation extension, » *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, pp. 258–268, September 2003.
- [102]. D. L. Jones, « Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel modification, » *in Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, vol. 2, pp. 1076–1079, 24–27, October 1999.
- [103]. B. S. Krongold, « New Techniques for Multicarrier Communications Systems, » *Thèse de Doctorat, University of Illinois at Urbana-Champaign*, December 2001.
- [104]. S. Sezginer and H. Sari, «OFDM peak power reduction using metric-based amplitude predistortion, » *in IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 3, November 2005.
-

- 
- [105]. B. S. Krongold and D. L. Jones, « PAR reduction in OFDM via active constellation extension, » in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '03)*, vol. 4, pp. IV-525-8, 6-10, April 2003.
- [106]. L. Wang and C. Tellambura, « An adaptive-scaling algorithm for ofdm par reduction using active constellation extension, » In *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006Fall. 2006 IEEE 64th*, pp. 1-5, September 2006.
- [107]. A. Louliej, Y. Jabrane, B. A. E. Said and A. A. Ouahman, « Peak to average power ratio reduction in ECMA-368 ultra-wideband communication systems using active constellation extension, » *Springer Wireless Personal Communications*, vol. 70, pp.677-694, 2012.
- [108]. A. Louliej, Y. Jabrane, B. A. E. Said and A. A. Ouahman, « Reduction of Power Fluctuation in ECMA-368 Ultra Wideband Communication Systems Using Multilayer Perceptron Neural Networks, » *Springer Wireless Personal Communications*, vol.72, pp.1565-158, 2013.
- [109]. A. Mishra, R. Saxena and M. Patidar, « OFDM link with a better performance using artificial neural network, » *Wireless Personal Communications. doi:10.1007/s11277-013-1593-y*, 2014.
- [110]. X. Wang, T.T. Tjhung and C.S. Ng, « Reduction of peak-to-average power ratio of ofdm system using a companding technique, » *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 3, pp. 303-307, September 1999.
- [111]. D. Kim and G.L. Stuber, « Clipping noise mitigation for ofdm by decision-aided reconstruction ». *Communications Letters, IEEE*, vol. 3, no 1, pp. 4-6, January 1999.
- [112]. X. Huang, J. Lu and J. Zheng, «Tradeoffs between ber performance and papr reduction for broadband ofdm transmission with signal processing, » In *Wireless Personal Multimedia Communications, 2002. The 5th International Symposium on*, vol.1, pp. 154-157, October 2002.
- [113]. G. Ren, H. Zhang and Y. Chang, « A complementary clipping transform technique for the reduction of peak-to-average power ratio of ofdm system, » *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 4, pp. 922-926, November 2003.
- [114]. D. Guel and J. Palicot, « A figure-of-merit for evaluating the overall performance of ofdm papr reduction techniques in the presence of high power amplifier, » in *Wireless and Mobile Communications. ICWMC'09. Fifth International Conference on. IEEE, 2009*, pp. 217-222, 2009.
- [115]. N. Taspinar and M. Yildirim, « A novel parallel artificial bee colony algorithm and its PAPR reduction performance using SLM scheme in OFDM and MIMO-OFDM Systems, » *IEEE Commun Lett.* vol. 19, no.10, pp. 1830-1833, 2015.
- [116]. S. H. Muller and J. B. Huber, « OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences, » *IEEE Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, 1996.
- [117]. KS. Lee, YJ. Cho, JY. Woo, JS. No, and DJ. Shin, « Low-complexity PTS schemes using OFDM signal rotation and pre-exclusion of phase rotating vectors, » *IET Commun.* vol. 10 no. 5, pp.540-547, 2016.
-

- [118]. K. Deegha and T. S. N. Murthy, « Effect of filtering and turbo-coding on the performance of Clipped MB-OFDM UWB signals, » *In Proc. IEEE International Conference on Information Communication and Signal Processing, Singapore*, December 2007.
- [119]. T. S. N. Murthy and K. D. Rao, « Effect of PAPR reduction Techniques on the Performance of MB-OFDM UWB signals in Wireless communications ». *IETE journal of research*, vol. 56, no. 1, Jan-Feb 2010.
- [120]. E. Mehallel, D. Abed, A. Boukrouche and A. Madjouri, « PAPR Reduction in ECMA-368 UWB Communication Systems Using Parametric Discrete Sliding Norm Transform, » *International Journal of Communication Systems*, vol.31, no.17 DOI:10.1002/dac.3804, 2 September 2018.
- [121]. S. Dursun and A. M. Grigoryan, « Nonlinear L2-by-3 transform for PAPR reduction in OFDM systems, » *Comput. Electr. Eng.*, vol. 36, no. 6, pp. 1055-1065, 2010.
- [122]. D. Abed and A. Medjouri, « Discrete sliding norm transform-based 50% PAPR reduction in asymmetrically clipped optical OFDM systems for optical wireless communications, » *Electronics Letters*, vol. 51, no.25, pp. 2128-2130, 2015.
- [123]. T. J. Kwon and J. Draper, « Floating-point division and square root using a Taylor-series expansion algorithm, » *Microelectronics Journal*, vol. 40, no. 11, pp.1601-1605, 2009.
- [124]. D. GUEL, « Étude de nouvelles techniques de réduction du "facteur de crête" (PAPR) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses, ». *Thèse de Doctorat, Université de Rennes I*, Avril 2009.
- [125]. B. Koussa, « Optimisation des performances d'un système de transmission multimédia sans fil basé sur la réduction du PAPR dans des configurations réalistes, » *Thèse de Doctorat, Université de Poitiers*, Avril 2014.
- [126]. M. L. DIALLO, « Contribution aux Techniques dites d'Ajout de Signal pour la Réduction du Facteur de Crête des signaux OFDM, » *Thèse de Doctorat, École doctorale Matisse*, Juin 2016.

---