

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد حطاب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

BEKKAI Ryma

&

BENSALAH Amel

pour l'obtention du diplôme Master en Électronique option théorie de l'information et système électronique

Thème

Analyse du PAPR dans les systèmes SISO/MIMO OFDM

Proposé par : Mr AIT SAADI HOCINE

Année Universitaire 2012-2013

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier DIEU le tout puissant, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

De prime abord nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur Mr : « AIT SAADI HOCINE », pour son initiative, ses conseils, son dévouement et son soutien et qui était toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

Nos sincères remerciements s'adressent également aux membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous adressons nos vifs remerciements aussi à nos proches et nos amis et surtout à nos parents qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

Dédicace

✿ Je dédie ce mémoire à ... ✍

A ma très chère mère Tu représentes pour moi, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner depuis ma naissance. Tu as fait plus qu'une mère puisse faire pour que ses enfants suivent le bon chemin dans leur vie et leurs études. Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur

A la mémoire de mon Père Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eue pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation.

A mes très chères sœurs Sabrina et Sarah En témoignage de l'attachement, de l'amour et de l'affection que je porte pour vous deux. Je vous remercie tout les deux pour votre hospitalité sans égal et votre affection si sincère. Je vous dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de réussite.

Mon très cher frère Amine Mon cher petit frère présent dans tous mes moments d'examens par son soutien moral et ses belles surprises sucrées. Je te souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de réussite et de sérénité.

A mes très chères cousine Sihem et Lilia vous êtes toujours dans mon cœur comme mes sœur, Je vous remercie tout les deux pour votre présences a mes coté et pour votre encouragement que DIEU vous garde pour moi

A mon très cher mari

Quand je t'ai connu, j'ai trouvé Tes sacrifices, ton soutien moral et matériel, ta gentillesse sans égal, ton profond attachement m'ont permis de réussir mes études Sans ton aide, tes conseils et tes encouragements ce travail n'aurait vu le jour. Que dieu réunisse nos chemins pour un long commun serein et que ce travail soit témoignage de ma reconnaissance et de mon amour sincère et fidèle.

À MES CHERS PARENTS :

Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon Instruction et mon bien être.

Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours.

Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitterai jamais assez.

Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous déçoive.

À MA CHÈRE PROFESSEUR M^{me} AZINE :

Mon conseiller, qui m'a assisté dans les moments difficiles et m'a pris doucement par la main pour trouvé la bonne route pour la réussite.....

Je te suis très reconnaissante, et je ne te remercierai jamais assez pour ton amabilité, ta générosité, ton aide précieuse.

À MES CHERS ET ADORABLE FRÈRES ET SOEURS

*Farah et son époux leur petite fille innes,
Asmaa, Mohamed Abd el HAK, Abderahemane.*

En témoignage de mon affection fraternelle, de ma profonde Tendresse et reconnaissance, je vous souhaite une vie pleine de bonheur et d'amour et de joie et que Dieu, le tout puissant, vous protège et vous garde.

À toute la famille grand et petit principalement mes grand parents (el hadj amar, et el hadja garmia et om hani).

Veillez trouver dans ce travail l'expression de mon respect le plus profond et mon affection la plus sincère.

À LA MEMOIRE DE MON TRÈS CHER ONCLE (Ahmed Bendjabou)

*J'aurais tant aimé que tu sois présent.
Que Dieu ait te âmes dans sa sainte miséricorde*

BENSALAH Amel

ملخص:

الذروة إلى متوسط نسبة الطاقة PAPR سبب هذه المشكلة هو التعديل من نوع النواقل المتعددة « OFDM » يتميزون بطول الموجية مع تقلبات كبيرة في السعة و ما ينتج عن هذه الظاهرة الظرف الغير مستمر. وهذا الأمر يؤدي إلى عواقب مكبرات القوة الغير خطية لإشارة الترددات الراديوية . وجود مكبرات القوة الغير خطية (LNA) عند الاستقبال يلزم تحديد قيمة PAPR .

الهدف من..... هو وصف PAPR عند الاستقبال مع الأخذ بالاعتبار تأثير في تغيرات الإشارة : ترشيح المنسق , تبديل التردد قناة الانتشار. وقد أجريت هذه الدراسة في سياقات متعدد هوائي MIMO-OFDM و هوائي واحد - .SISO-OFDM

كلمات المفاتيح: MIMO, SISO, OFDM, Amplificateur, PAPR

Résumé :

Les modulations multiporteuse de type OFDM à cause des fortes fluctuations d'amplitude souffrent du problème du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé. Un signal OFDM avec PAPR élevé traversant un amplificateur de puissance à l'émission, présente de diverses distorsions (intermodulations et harmoniques). La présence également d'un amplificateur non linéaire (LNA) en réception engendre aussi des distorsions sur le signal reçu. Il semble alors intéressant de quantifier la valeur du PAPR dans plusieurs contextes en prenant en compte l'influence de la transposition RF, le canal de propagation, le bruit de transmission et l'utilisation de plusieurs antennes MIMO.

.Mots clés : MIMO, SISO, OFDM, Amplificateur, PAPR

Abstract:

Multicarrier modulation OFDM due to the strong amplitude fluctuations suffer from the problem of high PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). An OFDM signal with a high PAPR through a power amplifier at the emitter, presents various distortions (harmonics and inter modulation). Also the presence of a high power amplifier (LNA) in reception also creates distortions in the received signal. It seems interesting to quantify the value of PAPR in several contexts, taking into account the influence of RF implementation, the propagation channel, the transmission noise and the use of multiple antennas MIMO.

Keywords : MIMO, SISO, OFDM, Amplifier, PAPR

Listes des acronymes et abréviations

BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CBS	Codage Binaire à Symbole
CSS	Codage Symbole à Signal
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CF	Crest Factor
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
DAB	Digital Audio Broadcasting
EPF	Effective Peak Factor
FFT	Fast Fourier Transform
HF	High Frequency
HPA	High Power Amplifier
IBO	Input Back Off
IES	Interférences Entre Symboles
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
LO	Local Oscillator
LNA	Low Noise Amplifier
MAQ	Modulation d'Amplitude en Quadrature
MDA	Modulation par Déplacement d'Amplitude
MDF	Modulation par déplacement de fréquence
MDP	Modulation par Déplacement de Phase
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
OBO	Output Back Off
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PEP	Peak Envelop Power
PR	Power Ratio
RF	Radio Frequency

SISO	Single Input Single Output
SIMO	Single Input Multiple Output
TEB	Taux d'Erreur Binaire

Notions mathématiques

B_m	Étalement fréquentiel du signal
B_c	Largeur de bande de cohérence du canal
B	Bruit blanc additif gaussien
D_s	Débit symbole
D_b	Débit binaire
D_n	Séquence de bits d'information
$erf(\cdot)$	Fonction d'erreur
$erfc(\cdot)$	Fonction d'erreur complémentaire
f_0	Fréquence porteuse
f_{dmax}	Fréquence Doppler
f_e	Fréquence d'échantillonnage
m	Nombre d'états de la modulation numérique
N	Nombre total de sous-porteuses pour un signal OFDM
N_t	Nombre d'antennes d'émission
N_r	Nombre d'antennes de réception
$Pr(\cdot)$	Probabilité
T	Période de symbole OFDM
T_c	Temps de cohérence du canal
T_s	Période de symbole
T_m	Étalement temporel maximal dans un canal à trajet multiples
U	Fonction d'échelon unité

Table de la matière

Introduction générale	1
Chapitre1 Les Elément de Communication Numérique.....	3
1.1 Introduction	3
1.2 Chaîne de transmission	3
1.2.1 Codage de source et codage de canal.....	4
1.2.2 Codage binaire à symbole (CBS).....	4
1.2.3 Codage symbole à signal (CSS)	5
1.3 Etude d'un signal en bande de base	5
1.3.1 Intérêt du codage en bande de base	6
1.4 La modulation numérique sur la porteuse.....	6
1.4.1 Modulation par Déplacement d'Amplitude (MDA).....	7
1.4.2 Modulation par Déplacement de Phase (MDP)	Erreur ! Signet non défini.
1.4.3 Modulation D'Amplitude en Quadrature (MAQ)	Erreur ! Signet non défini.
1.4.4 Modulation par déplacement de fréquence (MDF).....	Erreur ! Signet non défini.
1.5 Modélisation	12
1.5.1 Distorsion d'amplitude.....	12
1.5.2 Effet Doppler	13
1.5.3 Étalement des retards et Bande de cohérence.....	13
1.6 Canaux de transmission	14
1.6.1 Canal radio-mobile	14
1.6.2 Canaux sélectifs.....	16
1.6.3 Canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG)	17
1.7 Notions de diversité	17
1.7.1 Diversité temporelle.....	18
1.7.2 Diversité fréquentielle.....	18
1.7.3 Diversité spatiale.....	19
Chapitre2 Modulation OFDM et Analyse du PAPR dans un Système SISO_OFDM...21	21
2.1 Introduction	21
2.2 Modulation multi porteuse de type OFDM.....	21
2.2.1 Historique.....	21
2.2.2 Le principe de l'OFDM	22

2.2.3	Notion d'orthogonalité	23
2.2.4	Principe de la démodulation OFDM	25
2.2.5	Intervalle de garde	26
2.2.6	Insertion du préfixe cyclique	27
2.2.7	Réalisation numérique des opérations de modulation et de démodulation.....	27
2.2.8	OFDM et non-linéarités.....	29
2.2.9	Amplificateur de puissance	30
2.2.10	C'est quoi le PAPR?	34
2.2.11	Avantages et Inconvénients de l'OFDM.....	37
2.3	Power Ratio dans un contexte SISO	38
2.3.1	Définitions théoriques du Power Ratio (PR)	38
2.3.2	Le PR et les définitions usuelles	40
2.3.3	Analyse du PR en modulations multi porteuse	41
2.4	Conclusion.....	42
Chapitre3 Analyse du PAPR dans un Système MIMO_OFDM.....		43
3.1	Introduction	Erreur ! Signet non défini.
3.2	Introduction aux systèmes MIMO	43
3.3	Modèle de canal MIMO	45
3.4	Capacité des canaux MIMO	47
3.4.1	Capacité du canal SISO	47
3.4.2	Capacité du canal SIMO	47
3.4.3	Capacité du canal MIMO.....	48
3.5	Les techniques MIMO	48
3.5.1	Diversité spatiale.....	49
3.5.2	Multiplexage spatial	50
3.5.3	Les techniques de beamforming.....	50
3.6	Définition du Power Ratio (PR) des systèmes MIMO.....	51
3.7	Analyse du PR des systèmes MIMO-OFDM.....	51
3.7.1	Principe de l'association MIMO et OFDM.....	52
3.8	Analyse du PR d'un système MIMO-OFDM basé sur un schéma d'Alamouti.....	53
3.8.1	Le codage Spatio-Temporels en Bloc (STBC).....	53
3.8.2	L'analyse du PAPR dans le cas d'un canal BBAG	55
3.9	Conclusion.....	56

Chapitre4	Simulations et Résultats	57
4.1	Introduction :	57
4.2	Les effets non linéaires de l'amplification :	58
4.2.1	SSPA (a solid-state amplifier) :	58
4.3	PAPR du signal SISO-OFDM :	60
4.3.1	PAPR d'un signal SISO-OFDM en Bande Transposée	61
4.3.2	PAPR d'un signal SISO-OFDM à la réception	61
4.4	PAPR du signal MIMO-OFDM :	64
4.4.1	PAPR d'un signal MIMO-OFDM à l'émission :	64
4.4.2	PAPR d'un signal MIMO-OFDM à la réception :	65
	Conclusion générale.....	67
	Bibliographie	67

Liste des figures

Figure 1.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique.....	4
Figure 1.2 : Codeur en bande de base.....	6
Figure 1.3: Constellation de la modulation d'amplitude à 4 états.....	8
Figure 1.4 : Constellation des symboles en modulation de phase MDP-4.....	10
Figure 1.5 : Constellations MAQ-16.....	11
Figure 1.6 : Illustration du phénomène de trajets multiples sur le canal radio mobile.....	16
Figure 1.7:Représentation d'un canal à BBAG.....	17
Figure 1.8 Le même signal transmis sur plusieurs intervalles temporels.....	18
Figure 1.9 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.....	19
Figure 2.1: schéma de principe du modulateur OFDM.....	23
Figure 2.2 : base orthogonale en temps.....	24
Figure 2.3 : Base Orthogonale en Fréquence.....	25
Figure 2.4: schéma de principe du démodulateur OFDM (sans bruit).....	26
Figure 2.5 : Insertion d'intervalle de garde.....	26
Figure 2.6 :préfixe cyclique	27
Figure 2.7 : modulateur OFDM numérique.....	28
Figure 2.8 : démodulateur OFDM numérique.....	29
Figure 2.9 : Exemple de caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.....	31
Figure 2.10: Bilan simplifié des différentes puissances mises en jeu dans un amplificateur de puissance.....	33
Figure 2.11: L'histogramme de l'amplitude d'un signal OFDM avec une QPSK,N=1024.....	3
Figure 2.12 : les harmoniques et les intermodulations.....	36

Figure 2.13 : Les différentes configurations du PR.....	38
Figure 2.14 : Schéma simplifié d'un système SISO-OFDM avec canal BBAG.....	42
Figure 3.1 : Figure Schéma d'un système de transmission MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs.....	44
Figure 3.2 : Schéma d'un système de transmission MIMO.....	46
Figure 3.3 : Différentes techniques de diversité spatiale.....	50
Figure 3.4: Les techniques MIMO.....	51
Figure 3.5 : Principe d'un système MIMO-OFDM.....	53
Figure 3.6: Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti.....	54
Figure 3.7 : système MIMO-OFDM basé sur un schéma d'Alamouti.....	55
Figure 4.1 : Caractéristique AM/AM d'un amplificateur SSPA.....	60
Figure 4.2 : Spectre d'un signal OFDM 16-QAM, $N = 1024$ pour différentes valeurs de IBO et avec un amplificateur SSPA.....	61
Figure 4.3 : CCDF du PAPR théorique et en simulation du signal émis SISO-OFDM en bande de base et en bande transposée avec 4-QAM, $N = 1024$ et $L = 4$	65
Figure 4.4 : CCDF du PAPR en simulation du signal reçu SISO-OFDM en bande transposée pour différents canaux de Rayleigh avec 4-QAM, $N = 1024$ et $L = 4$	64
Figure 4.5 : CCDF du PAPR du signal émis pour MIMO- OFDM avec $N=1024$, $L=4$ et 4-QAM.....	65
Figure 4.6 : Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti.....	66
Figure 4.7 : CCDF du PAPR des signaux reçus via les canaux de Rayleigh SISO et MIMO OFDM avec $N=1024$, $L=4$ et 4-QAM.....	67

Liste des tableaux

Tableau 4.1 : Les différents canaux de Rayleigh utilisés.....	62
--	----

Introduction générale

Les recherches qui concernent le facteur de crête d'un signal sont disposées avec les standards de communications à base de modulations multiporteuse (du type OFDM).

La modulation multiporteuses de type OFDM (multiplexage par division orthogonal) suscite un intérêt considérable pour de nombreuses applications haut débit, particulièrement dans des canaux perturbés par des chemins multiples.

Le principe de base est de grouper une suite de données haut débit en N symboles à débit plus lent, chacun étant transmis sur une porteuse séparée. Les interférences sont réduites à cause de durée des symboles qui devient longue par rapport à la réponse impulsionnelle du canal. De plus la réalisation pratique de la modulation basé sur la transformée de Fourier rapide a profité des développement de l'intégration électronique de FFT(Fast Fourier Transform) malheureusement, un des inconvénients de l'OFDM est le fort rapport de la puissance maximum instantanée sur la puissance moyenne du signal qui oblige a prendre un recul important pour ne pas saturer l'amplificateur d'émission et réduit alors l'efficacité en puissance .

Au début des années 90, ces standards, ont en effet des formes d'onde à très fortes fluctuations d'amplitude, ce qu'il convient de contrôler au passage d'éléments non linéaires tels que l'amplificateur de puissance. L'amplificateur de puissance est un des éléments clés d'un système de télécommunications, tout spécialement dans des contextes radio mobiles. Le rendement des amplificateurs est cependant faible (de l'ordre de 50%), leurs caractéristiques ne sont pas linéaires et une partie non négligeable (environ 60% dans le cas d'un terminal 2.5G) de la consommation est attribuée à l'amplificateur de puissance. Pour autant, la plupart des modulations standardisées aujourd'hui ne sont pas à enveloppes constantes, qu'elles soient mono

ou multiporteuses et les conséquences d'une amplification de puissance non linéaire du signal radio fréquence doivent être examinées avec la plus grande attention.

Pour remédier à des phénomènes de saturation dus à de trop grandes fluctuations d'amplitude, un recul était habituellement pris de façon à amplifier le signal dans la zone linéaire de l'amplificateur, au détriment du rendement. Cette solution n'étant pas optimale, des recherches se sont alors peu à peu multipliées pour abaisser ces fluctuations d'amplitude afin de s'approcher au mieux de la saturation de l'amplificateur.

Le facteur de crête est un paramètre défini comme le rapport entre la puissance instantanée et moyenne d'un signal donné et permettant de dimensionner ce dernier vis-à-vis de l'amplificateur de puissance (et vice-versa). Ce paramètre apparaît dans la littérature sous plusieurs acronymes tels que PAPR (Peak To Average Power Ratio).

Les études du PAPR vont maintenant au-delà des modulations multiporteuses. Les systèmes de télécommunications vont en se diversifiant et se complexifiant, de nombreux travaux ont aujourd'hui pour objet l'étude du PAPR (à la fois en apportant des descriptions mathématiques et en proposant des méthodes de réduction) dans des contextes tels que la radio logicielle, les multistandards ou les systèmes multi-antennes (ou MIMO), En effet, l'ajout d'une ou plusieurs antennes en émission va modifier la configuration du signal reçu (en comparaison du cas SISO) et donc son PAPR. La présence d'un amplificateur non linéaire - le Low Noise Amplifier (LNA)- en réception impose alors de quantifier la valeur du PAPR. Cette approche constitue le fil directeur de ce travail qui a alors pour objectifs :

- ✚ De décrire le PAPR de proche en proche, de l'émission à la réception en prenant en compte l'influence des modifications du signal : filtrage de mise en forme, transposition RF, canal de propagation.
- ✚ D'appliquer cette description aux contextes SISO puis MIMO, chacun d'entre eux étant décliné sous l'aspect multiporteuses.

Chapitre 1 Les éléments de communications

numériques

1.1 Introduction :

L'intérêt de ce chapitre est d'introduire quelques généralités sur les communications numériques. Au début nous allons décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire, par les étapes successives de codage, de modulation, d'amplification, de transmission dans un canal physique et de démodulation.

Nous ferons ensuite un inventaire rapide des techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements et les distorsions provoquées par les canaux de transmission.

1.2 Chaîne de transmission :

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique.

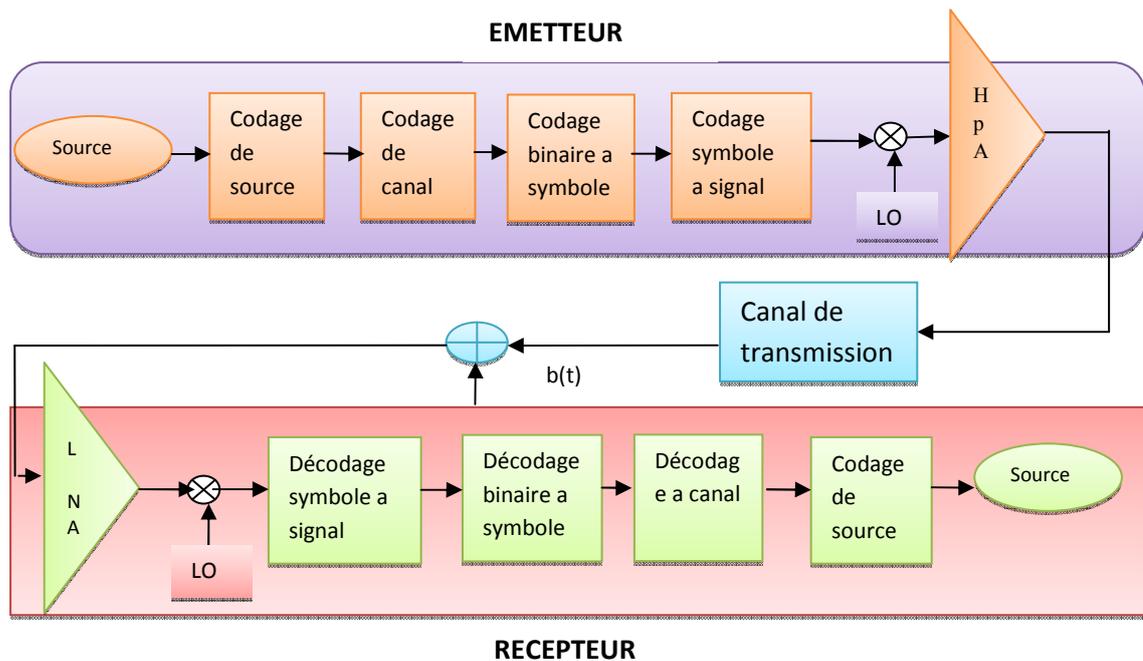


Figure 1.1 : Schéma bloc d'une chaîne de transmission numérique.

Le principe du système de transmission est alors d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec plus de fiabilité possible.

1.2.1 Codage de source et codage de canal :

Le but du codage de source est de représenter la source, qu'elle soit analogique ou numérique, avec un minimum de bits sans en diminuer la quantité d'information, c'est à dire de délivrer une source aussi proche que possible d'une source idéale. Cette séquence binaire en sortie du codeur de source est appelée séquence d'information.

Notons que le code utilisé doit permettre d'effectuer l'opération inverse de décodage dans le récepteur. Cette séquence d'information est caractérisée par ce que l'on appelle le débit numérique $D_b = 1/T_b$ bit/s (où T_b est temps bit en s) [2].

1.2.2 Codage binaire à symbole (CBS) :

1. Le codage binaire à symbole est l'étape qui associe les éléments binaires à des symboles, appelés symboles numériques. Le débit résultant D_s (débit symbole) est le nombre des symboles transmis par unité de temps. ($D_b = \frac{d_s}{\log_2 m}$ Où m est le nombre d'états de la modulation).

1.2.3 Codage symbole à signal (CSS) :

Le canal de transmission étant un milieu continu, avant de pouvoir y transmettre les symboles C_k il faut obtenir un signal continu par interpolation. Les symboles sont cadencés par une horloge à la fréquence $1/T$, où T est la durée d'un symbole. Le CSS associe à chaque symbole une forme d'onde particulière. Cet étage comprend généralement des opérations d'adaptation du rythme d'échantillonnage, de filtrage et de conversion numérique analogique (CNA). La forme d'onde la plus naturelle serait la fonction porte de largeur T puisqu'elle n'engendre aucune superposition des symboles et ne nécessite pas de dispositif complexe de synchronisation des instants d'échantillonnage. La contrepartie de ce type de fonction aux variations brutales réside dans son grand encombrement spectral. En fait, il s'agit de trouver des formes d'onde permettant de limiter la largeur de bande tout en vérifiant le critère de Nyquist (forme d'onde pouvant s'étaler sur plusieurs T pourvu qu'elle soit nulle aux instants d'échantillonnage, afin d'éviter les interférences entre symboles IES. Ce choix doit tenir compte de la complexité de réalisation mais aussi de la sensibilité à l'instant d'échantillonnage. Une fonction assez souple répondant à ces critères, et en conséquence souvent utilisée, est la fonction en cosinus surélevé.

1.3 Etude d'un signal en bande de base :

La transmission est dite en bande de base lorsque le signal ne subit pas de transposition en fréquence dans ce cas le signal présente un aspect rectangulaire, car la fonction de modulation simple utilisée est rectangulaire.

Un signal de transmission contient plus d'une fréquence unique c'est-à-dire qu'il pourrait y avoir plusieurs différentes liées ensemble ou bien superposés les unes et les autres. La transmission en bande de base consiste à transmettre directement les signaux numériques (suites de bits) sur le support sur des distances limitées (de l'ordre de 30km) le signal en bande de base ne subit pas de transposition de fréquence et se réduit à un signal simple codé. La figure ci-dessous résume le principe de transmission des données en bande de base.



Figure 1.2 : Codeur en bande de base.

Le codeur dans la bande de base transforme la suite de bit en suite de symbole prise dans un alphabet fini de q symboles $D_i \in \{a_1, \dots, a_q\}$.

Tout canal réel comporte les imperfections qui se traduisent dans le domaine temporel. Pour les réponses indicielles et dans le domaine fréquentiel par affaiblissement ou fonction de transfert.

1.3.1 Intérêt du codage en bande de base :

Si l'on considère le signal numérique de la figure précédente, on peut remarquer les caractéristiques suivantes:

- ✚ Son spectre est illimité (puisque les fronts sont raides : droit) mais concentré au tour de la fréquence nulle, or beaucoup de support ne laisse pas passer les composantes continues.
- ✚ Sa valeur moyenne est égale à $\frac{1}{2}$ et l'on préfère généralement les signaux à valeur moyenne nulle.
- ✚ Si le signal comporte les longues suites de bits identiques, il peut se poser des problèmes d'horloge du côté du récepteur. En effet nous savons que l'équipement terminal de communication de données (ETCD) récepteur comporte un organe de décision utilisant un échantillonneur. Pour bien fonctionner, l'échantillonneur doit connaître l'intervalle significatif.

1.4 La modulation numérique sur la porteuse :

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse centrée sur la bande de fréquence du canal [2].

$$s(t) = a \cos(\omega_0 t + j\varphi_0) \quad (1.1)$$

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles.

Dans les procédés de modulation M_aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires. Le nombre d'états est donc $M = 2^n$. Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.

Le message à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme [2]:

$$c(t) = \sum_k c_k g(t - kT) = c_k = a_k(t) + jb_k(t) \quad (1.2)$$

Avec
$$c_k = a_k + jb_k \quad (1.3)$$

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle $[0, T]$ [puisquet doit vérifier la relation : $KT \leq t < (K + 1)T$].

$$M(t) = \text{Re}[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}] \quad (1.4)$$

La fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ sont réels ($b_k(t) = 0$), la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

1.4.1 Modulation par déplacement d'amplitude (MDA):

Les modulations par déplacement d'amplitude (MDA) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : ASK pour "Amplitude Shift Keying". Dans ce cas, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 + j\varphi_0)$. Il n'y a pas de porteuse en quadrature.

Cette modulation est parfois dite mono dimensionnelle le signal modulé s'écrit alors

:
$$M(t) = \sum_k a_k g(t - KT) \cos(\omega_0 + j\varphi_0) \quad (1.5)$$

La forme de l'onde $g(t)$ est rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à 1 si t appartient à l'intervalle $[0, T[$ et égale à 0 ailleurs.

Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) . Autrement dit, cet alphabet met en évidence les $M = 2^n$ amplitudes possibles du signal, la valeur n désignant les groupements de n bits ou symboles à émettre. Les changements d'amplitude de la porteuse se produiront au rythme R de la transmission des symboles.

a La modulation MDA a M-état :

Dans ce cas on utilise plutôt la modulation symétrique

b Les constellations "MDA M Symétrique" :

On a toujours $M = 2^n$ amplitudes possibles du signal, mais ici les valeurs de l'alphabet sont telles que :

$$A_i = (2i - m + 1)a_0 \text{ avec } i = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (1.6)$$

On prend par exemple : la constellation de la **MDA 4**

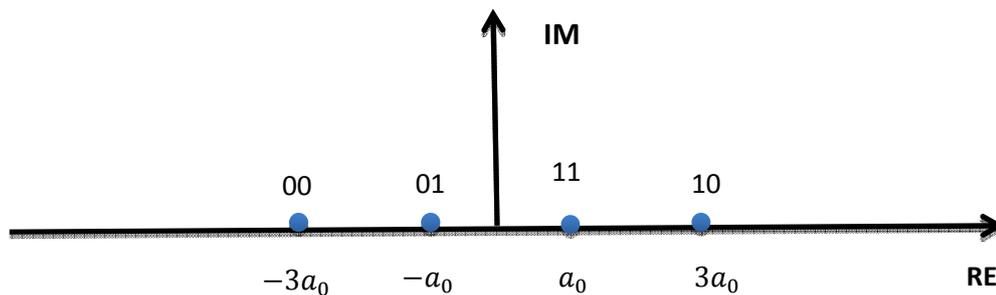


Figure 1.3: Constellation de la modulation d'amplitude à 4 états.

1.4.2 Modulation par déplacement de phase (MDP) :

Les Modulations par déplacement de phase (MDP) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : PSK pour "Phase Shift Keying". Reprenons l'expression générale d'une modulation numérique [2]:

$$M(t) = Re[\sum_k c_k(t)e^{j(w_0t + \varphi_0)}] \quad (1.7)$$

Avec :

$$c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$$

Les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ utilisent la même forme d'onde $g(t)$ qui est ici une Impulsion rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à A si t appartient à l'intervalle $[0, T[$ et égale à 0 ailleurs.

$$a_k(t) = a_k g(t - KT) \text{ et } b_k(t) = b_k g(t - KT) \quad (1.8)$$

Soit :

$$c_k(t) = (a_k + jb_k) \cdot g(t - KT) = c_k g(t - KT) \quad (1.9)$$

Dans le cas présent, les symboles c_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$$c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi_k} \quad (1.10)$$

D'où :

$$a_k = \cos(j\varphi_k) \text{ et } b_k = \sin(j\varphi_k) \quad (1.11)$$

Et :

$$a_k(t) = \cos(j\varphi_k) g(t - KT) \quad \text{et} \quad b_k(t) = \sin(j\varphi_k) g(t - KT) \quad (1.12)$$

On pourrait imaginer plusieurs MDP-M pour la même valeur de M où les symboles seraient disposés de façon quelconque sur le cercle. Pour améliorer les performances par rapport au bruit, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle (il sera ainsi plus facile de les discerner en moyenne). L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes [2]:

$$\varphi_k = \frac{\pi}{m} + k \frac{2\pi}{m} \quad \text{lorsque } M > 2$$

$$\varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \quad \text{lorsque } M = 2 \quad (1.13)$$

Le signal modulé devient :

$$M(t) = \text{Re} \left[\sum_k e^{j\varphi_k} \cdot g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] = \text{Re} \left[\sum_k g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right] \quad (1.14)$$

Plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T]$:

$$M(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad (1.15)$$

$$M(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k) \quad (1.16)$$

a La constellation de MDP-M : On prend par exemple M=4.

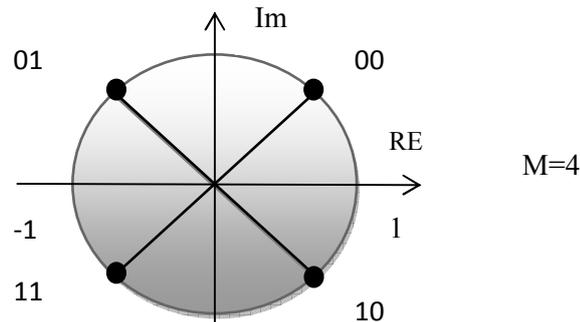


Figure 1.4 : Constellation des symboles en modulation de phase MDP-4.

1.4.3 MODULATION D'AMPLITUDE EN QUADRATURE (MAQ) :

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation".

C'est une modulation dite bidimensionnelle. La MDA et la MDP ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan. Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $M(t)$ peut s'écrire [2]:

$$M(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi k) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi k) \quad (1.17)$$

Le signal modulé $M(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

a. La constellation de MAQ :

Symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm (M-1)d\}$ avec $M = 2^n$, on obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré. Par exemple : MAQ_16[2]:

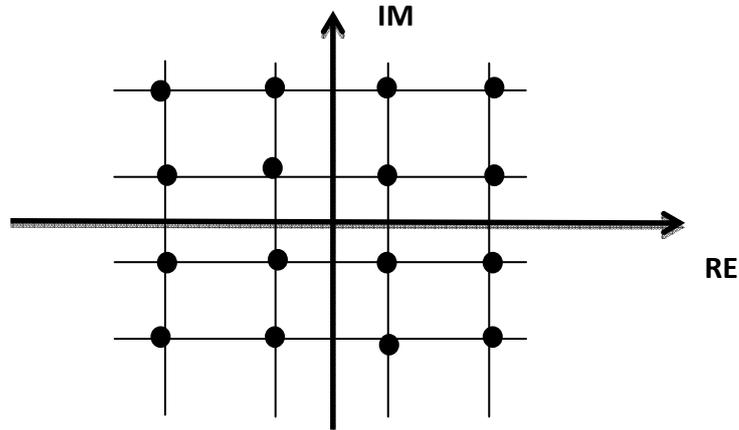


Figure 1.5 : Constellations MAQ-16.

1.4.4 Modulation par déplacement de fréquence (MDF) :

Les modulations par déplacement de fréquence (MDF) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise: FSK pour "Frequency Shift Keying".

Le signal modulé $M(t)$ peut s'écrire [2] :

$$M(t) = \text{Re}[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}]$$

Une propriété de la modulation par déplacement de fréquence est d'avoir une enveloppe constante: $e^{j\varphi_k} = \text{cte}$.

L'expression du signal modulé par déplacement de fréquence s'écrit aussi plus simplement et en prenant $\varphi_0 = 0$ par [2] :

$$M(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (1.18)$$

1.5 Modélisation :

Soit un canal radio mobile caractérisé par L trajets et par des retards associés à ces trajets. On peut donc considérer ce canal comme un filtre linéaire ayant une réponse impulsionnelle $H(t)$ qui est une fonction du temps et des retards des trajets.

La réponse impulsionnelle d'un canal à multi-trajets large bande peut être exprimée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j(2\pi f_c \tau_l(t))} \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (1.19)$$

Avec $\alpha_l(t)$ et $\tau_l(t)$ sont respectivement l'amplitude complexe et le retard du $n^{\text{ième}}$ trajet à l'instant t .

Cette propagation par trajets multiples est à l'origine de plusieurs problèmes qui affectent les trois paramètres (amplitude, phase et fréquence) de l'onde émise de la façon suivante :

- ❖ Distorsion d'amplitude par l'évanouissement
- ❖ Décalage en fréquence par effet Doppler
- ❖ Distorsion de phase par l'étalement des retards

1.5.1 Distorsion d'amplitude :

Les trajets se recombinent au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu. Ces recombinaisons peuvent être sous forme de superpositions constructives, en phase, ou destructives, en opposition de phase, des différents rayons réfléchis, diffusés ou réfractés vers le récepteur, donnant lieu à des distorsions du signal. On parle alors, de distorsion d'amplitude ou fading. La distribution de ces évanouissements dépend de la présence, ou de l'absence d'un trajet LOS. En absence de ce trajet, le canal est représenté par la somme d'un grand nombre de valeurs aléatoires indépendantes et l'atténuation d'amplitude résultante suit une loi de Rayleigh. Cependant, si le canal entre l'émetteur et le récepteur est formé par un trajet direct et une infinité de trajets indirects, la distribution de l'atténuation est modélisée comme une loi de Rice.

1.5.2 Effet Doppler :

Le déplacement du mobile ou des obstacles, on observe une modulation de la fréquence porteuse de l'onde émise : c'est l'effet Doppler. L'excursion de fréquence maximale est égale à $f_{d \max}$, où $f_{d \max}$, est la fréquence Doppler, fonction à la fois de la longueur d'onde émise et de la vitesse de déplacement du mobile [1] :

$$f_{d \max} = \frac{v}{\lambda} \quad (1.20)$$

Ce phénomène provoque des fluctuations de l'amplitude et de la phase du signal reçu au cours du temps. Ces fluctuations sont généralement définies pour un coefficient de corrélation donné. Pour caractériser cette non-stationnarité on définit le temps de cohérence T_c comme la durée pendant la quelle le canal ne varie pas ou alors très peu.

$$f_{d \max} \text{ et } \frac{1}{T_c} \text{ Sont du même ordre de grandeur : } f_{d \max} \sim \frac{1}{T_c}$$

Lorsque la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, le signal reçu ne varie pas ou alors très peu sur la durée d'un symbole, on parle d'évanouissements de Rayleigh lents (slow fading). Dans le cas contraire, on parle de fast fading.

En résumé, pour garantir la non sélectivité en fréquence (absence d'interférence entre symboles) et assurer la stationnarité du signal reçu d'un symbole T , il faut choisir T de telle sorte que [1] :

$$T_m \leq T \leq T_c \quad (1.21)$$

1.5.3 Étalement des retards et Bande de cohérence :

Un signal émis est porté par un certain nombre de trajets. En fonction des parcours empruntés par ces trajets, chaque copie de ce signal est reçue par le récepteur avec une puissance et un retard propres. Cela donne naissance à un certain profil de retards et de puissances caractérisant le canal.

Le récepteur radio-mobile dispose de plusieurs répliques du signal émis, issues de trajets différents et retardés les uns par rapport aux autres. Le temps séparant l'arrivée du premier trajet de l'arrivée du dernier, noté T_m est appelé étalement temporel maximal. Pour caractériser la dispersion temporelle du canal, on utilise la notion de bande de cohérence du canal notée B_c , définie comme la gamme de fréquences sur

laquelle les amplitudes La bande de cohérence du canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement temporel maximal : $B_c \sim 1/T_m$.

Notons T la durée symbole du signal et W la bande de fréquences occupée par le signal. Si W est très inférieure à la bande de cohérence du canal B_c (ou $T \geq T_m$), alors toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables.

Le canal est dit non sélectif en fréquence (phénomène de flat fading). Dans le cas contraire, ceci se traduit par la présence d'IES. En pratique, on cherche à rendre $W \leq B_c$ afin d'éviter ce phénomène d'IES.

De nombreuses techniques pouvant remédier à ces problèmes tout en exploitant les domaines spatiales et fréquentielles existent. Parmi elles, nous nous intéressons à la technique démodulation multiporteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de fourier. Elle est connue sous le nom d'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

1.6 Canaux de transmission :

1.6.1 Canal radio-mobile :

Le système radio-mobile, utilise des antennes d'émission et de réception peu directives. Ainsi le signal émis se propage dans plusieurs directions et parvient au récepteur en empruntant des chemins différents, grâce aux réflexions sur les obstacles. Ce phénomène de propagation multi-trajets [1] garantit la couverture d'une zone, mais engendre des difficultés au niveau du récepteur.

En effet, le signal reçu sur un canal radio-mobile résulte de la superposition de plusieurs répliques du signal émis caractérisées par des amplitudes, des phases et des angles d'arrivée différents. Ceci se traduit par des variations de l'amplitude et de la phase du signal reçu, appelées évanouissements multi-trajets. On distingue alors deux types d'évanouissements dont les origines et les manifestations sont différentes : les évanouissements à grande échelle et les évanouissements à petite échelle.

- Les évanouissements à grande échelle se manifestent par l'atténuation de la puissance moyenne du signal reçu occasionnée lorsque l'émetteur et le récepteur sont séparés par une grande distance. Ce phénomène résulte des

contours saillants du terrain (forêts, collines, groupe d'immeubles...) situés entre l'émetteur et le récepteur. Des analyses statistiques sur les évanouissements à grande échelle ont permis de caractériser l'atténuation moyenne en fonction de la distance. La distribution de l'atténuation est de type log-normale.

- L'évanouissement à petite échelle se traduit par des modifications de l'amplitude et de la phase du signal dues à des petits changements (de l'ordre d'une demi-longueur d'onde) du chemin parcouru par les signaux entre l'émetteur et le récepteur. Les trajets multiples provoquent un étalement temporel du signal reçu. D'un autre côté, en raison du déplacement de l'émetteur, du récepteur ou des obstacles, l'environnement de propagation de l'onde émise change, ce qui se traduit par des variations temporelles de l'amplitude et de la phase du signal reçu. Si le nombre de trajets est important, en vertu du théorème de la limite centrale, l'amplitude du signal reçu est une variable de Rice en présence d'un trajet direct. S'il n'existe pas de trajet direct, c'est une variable de Rayleigh. Nous allons restreindre au cas dit de Rayleigh.

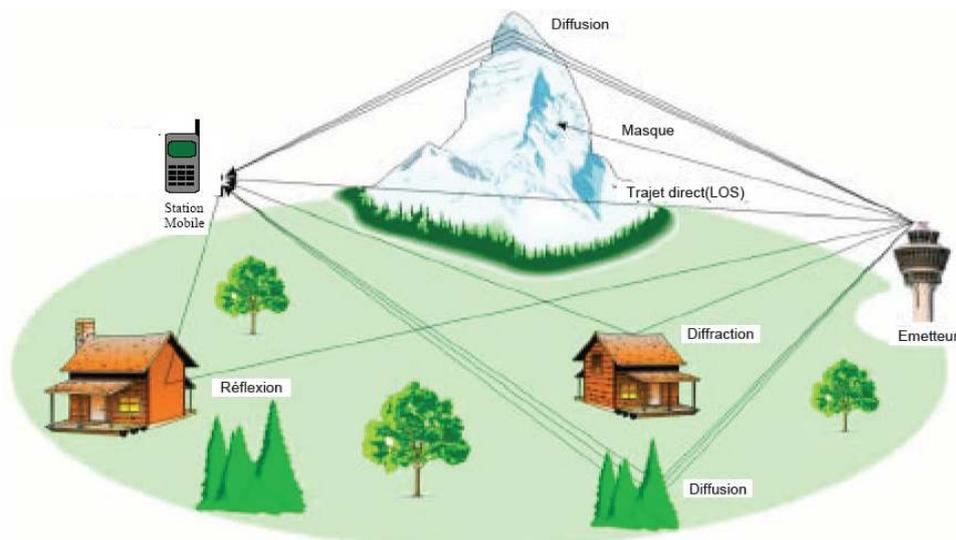


Figure 1.6 : Illustration du phénomène de trajets multiples sur le canal radio-mobilité.

1.6.2 Canaux sélectifs :

a. Sélectivité en fréquence :

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsque sa réponse fréquentielle n'est pas idéalement plate, du fait des échos et des réflexions produits au cours de la transmission entre émetteur et récepteur. Cela conduit le signal transmis à suivre des trajets différents avec des atténuations et des retards qui leur sont propres. Le signal transmis est alors dispersé en temps et le signal reçu comprend le signal utile et des interférences entre symboles. Ce canal peut être décrit par l'équation :

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n)x(n-l) + w(n) \quad (1.27)$$

Où L représente le nombre de trajets parcourus par le signal transmis ce qui traduit la dispersion temporelle du canal en durée symbole. h_l Représente l'évanouissement du trajet l appliqué à un signal transmis à l'instant n . Y et X représentent respectivement le signal reçu et le signal transmis et w représente un bruit blanc gaussien.

b. Sélectivité en temps :

La sélectivité en temps du canal caractérise la variation du canal au cours de temps. Elle est liée à la mobilité de l'émetteur, du récepteur ou des obstacles entre les deux suivant la nature des évanouissements. Cette sélectivité se caractérise par 3 types des canaux :

- ✚ Le canal à évanouissement rapide varie à chaque temps symbole.
- ✚ Le canal quasi-statique reste constant durant la transmission d'une trame.
- ✚ Le canal à évanouissement par blocs reste constant durant la transmission d'un nombre donné de sous-blocs de la trame. Le canal quasi-statique est un cas particulier de ce type de canal.

1.6.3 Canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG) :

Canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG) il est plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser la figure 1.7.

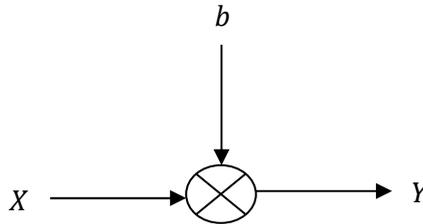


Figure 1.7: Représentation d'un canal à BBAG.

Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors sous la forme :

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad (1.28)$$

Où b représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_b^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $N_0/2$

La densité de probabilité conditionnelle de y est donnée par l'expression :

$$p_{Y/X}(y/x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} e^{-\frac{(y-x)^2}{2\sigma_b^2}} \quad (1.29)$$

1.7 Notions de diversité :

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples. En effet, si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de fortes atténuations augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et

permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios. Les trois formes de diversité traditionnellement exploitées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [1].

1.7.1 Diversité temporelle :

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps, et consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c . Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit utile.

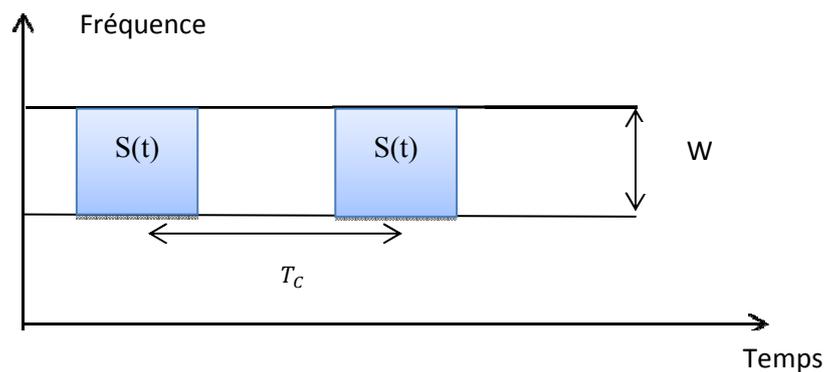


Figure 1.8 Le même signal transmis sur plusieurs intervalles temporels.

1.7.2 Diversité fréquentielle :

La diversité fréquentielle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, et revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c . La diversité fréquentielle peut par exemple être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse.

Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une façon de réaliser de la diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-

aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires.

L'étalement de spectre par séquence directe et l'étalement par sauts de fréquence [1] sont les plus répandus.



Figure 1.9 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.

1.7.3 Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques sont montrées une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable.

La diversité spatiale en réception, c'est-à-dire l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur, et est notamment à l'origine des techniques de combinaison des répliques abordées ci-dessous. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un

mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources .En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en pleine évolution depuis quelques années. L'idée de base est d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité.

Le premier système utilisant la diversité d'émission fut proposé par Wittneben en 1991, puis amélioré en 1993. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un pré filtrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leur émission sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants. Cette idée fut reprise dans sous le nom de diversité de retard, et est l'expression la plus simple des récents codes espace-temps.

La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO, et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité.

1.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons exposé un certain nombre de généralités sur les transmissions numériques, et nous avons détaillé la chaîne de transmission numérique et le rôle de chaque bloque.

Par la suite nous avons donné les modèles des canaux qui seront utilisés dans ce mémoire, en particulier les canaux à évanouissements qui Caractérisent les communications radio mobiles.

Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elles soient temporelles, spatiales ou encore fréquentielles.

Chapitre 2 Modulation OFDM Et Analyse du PAPR dans un système SISO-OFDM

2.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous aborderons le principe des systèmes multiporteuse . Nous décrirons les éléments composant une chaîne de transmission OFDM. Ensuite comme les systèmes multi porteuses sont particulièrement sensibles aux non-linéarités des composants utilisés en pratique comme l'amplificateur de puissance, nous traiterons des généralités sur l'amplificateur de puissance à savoir, les caractéristiques de non linéarité et notion de rendement (rendement en puissance et rendement en puissance ajoutée), Puis en citant les avantages et inconvénients de la modulation OFDM. Ensuite nous donnons les définitions du PAPR (Peak to Average Power Ratio) apparues dans la littérature, la fonction de répartition CCDF du PAPR et influences du canal de transmission sur le PAPR dans un contexte multiporteuse, pour des systèmes à une antenne d'émission et une antenne de réception (SISO).

2.2 Modulation multi porteuse de type OFDM :

2.2.1 Historique :

Le concept de diviser une bande fréquentielle du signal transmis en un groupe de bandes adjacentes remonte à la fin des années 50 avec la société Collins Radio Co.Kineplex system. L'utilisation de porteuses dont le spectre est un sinus cardinal, a permis une orthogonalité entre elles pour éviter l'interférence entre canaux peu après ,B.Saltzberg a expérimenté la performance d'un tel système, mais ces systèmes multiporteuses ont été considérés comme inutilisables (et partiellement oubliés) tant que la mise en œuvre de la Transformée de Fourier Discrète TFD (ou DFT, Discret Fourier Transform) n'a pas été réalisée sur des processeurs suffisamment rapides. L'utilisation de

la TFD a été proposée pour la première fois en 1971 par S. B. Weinstein et P. M. Ebert. Les applications pour cette technique ont été proposées en 1985 par L.J. Cimini pour la radiophonie mobile et en 1987 par M. Alard et R. Lassalle pour la diffusion numérique. Cette technique a pris son nom "modulation à répartition en fréquences orthogonales" (Orthogonal Frequency Division Multiplex OFDM) pour la première fois en 1989.

Plusieurs standards ont adopté l'OFDM récemment. Il est utilisé dans le projet européen pour la diffusion de Radio numérique (Digital Audio Broadcasting DAB), la diffusion de télévision numérique (Digital Video Broadcasting DVB) et le réseau local sans fil à haut débit (High Performance Radio Local Area Network type 2 HiperLAN2), dans la transmission de données sous le nom de Discrète Multi Tone DMT utilisé dans les xDSL, et le WiMax [3].

2.2.2 Le principe de l'OFDM :

Les modulations multi porteuse comme l'OFDM consistent à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible. Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, les symboles c_k sont groupés par paquets de N . Les symboles c_k ($c_k = a_k + jb_k$) sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par des constellations souvent de type MAQ à 4, 16, 64, 2^n états.

La séquence de N symboles c_0, c_1, \dots, c_{N-1} constitue un symbole OFDM. Le $k^{\text{ième}}$ symbole module un signal de fréquence f_k . Le signal résultant s'écrit sous forme complexe :

$$c_k e^{2\pi j f_k t}$$

L'enveloppe complexe du signal $S(t) = S_I(t) + jS_Q(t)$ correspondant à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2\pi j f_k t} \quad , t \in [0, T[\quad (2.1)$$

Où T est la durée du symbole OFDM.

Les fréquences sont dites orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $1/T$. Cette orthogonalité se justifie mathématiquement en considérant le produit scalaire usuel dans l'espace vectoriel défini par la base des exponentielles

complexes de la figure 2.1 [1]. En effet, chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples de $1/T$. Dans ce cas

$$f_k = f_0 + k/T, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (2.2)$$

Où f_0 représente la première fréquence de la bande du signal.

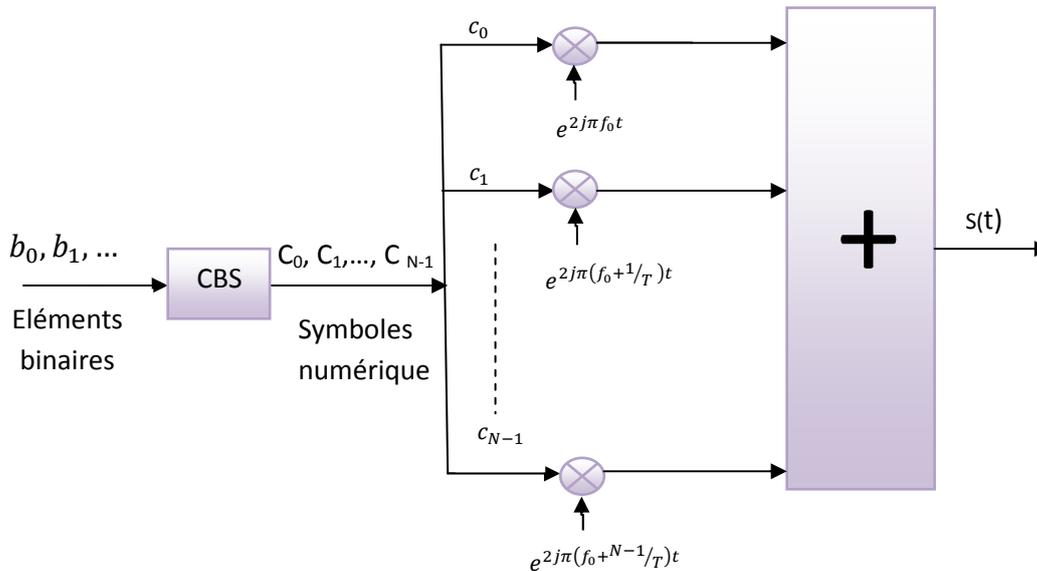


Figure 2.1 : schéma de principe du modulateur OFDM.

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre.

2.2.3 Notion d'orthogonalité :

a. Notion mathématique :

Deux fonction $f(t)$ et $g(t)$ sont orthogonales sur $[a, b]$ et forment une base de l'espace fonctionnel considéré si :

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

Où l'intégrale définit le produit scalaire dans cet espace fonctionnel et l'intervalle $[a, b]$ représente le domaine sur lequel porte l'étude. Dans ces conditions, ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a, b]$ et n'interfèrent donc pas l'une avec l'autre, elles sont linéairement indépendantes. Enfin, une base fonctionnelle à N dimensions est construite à partir de N fonctions $f(t)$; $g(t)$; $h(t)$; etc., orthogonales entre elles.

b. Orthogonalité temporelle :

Nous considérons des fenêtres rectangulaires espacées avec un intervalle de garde Δ sur un intervalle de temps t entre a et b . Ces fonctions (fenêtres rectangulaires) sont linéairement indépendantes. La figure ci-dessous nous illustre un exemple de telles fonctions.

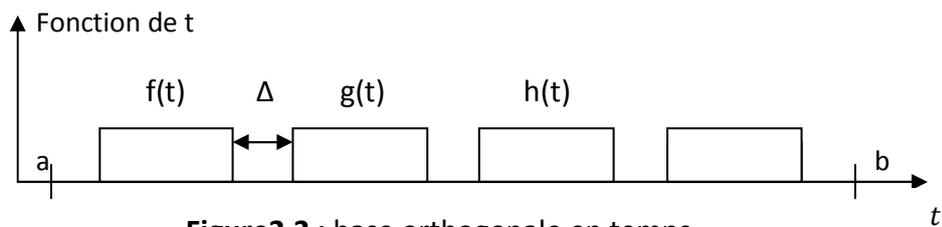


Figure2.2 : base orthogonale en temps.

Il est évident que

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0$$

Et que

$$\int_a^b g(t)h(t)dt = 0, \quad \text{etc.},$$

Donc, ces fonctions forment une base orthogonale à N dimension (autant que de fonctions sur le segment temporel $[a, b]$ dans un espace fonctionnel à N dimensions, paramétré en temps sur un support $[a, b]$).

c. Orthogonalité fréquentielle :

La transformée de Fourier (TF $\{.\}$)De la fonction porte $\Pi_T(t)$ d'amplitude A et de Largeur T est un sinus cardinal comme en équation (2.4)

$$\text{TF}\{A \Pi_T(t)\} = A \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f} = AT \text{Sinc}(fT) \quad (2.4)$$

Il est donc possible d'associer à une base orthogonale temporelle de fonctions porte $\Pi_{Ts}(t)$, une base orthogonale fréquentielle de sinus cardinaux par transformation de Fourier de chaque porte. La figure 2.3 représente un exemple de base orthogonale en fréquence dérivée de la base orthogonale en temps décrite au point précédent figure 2.2 .

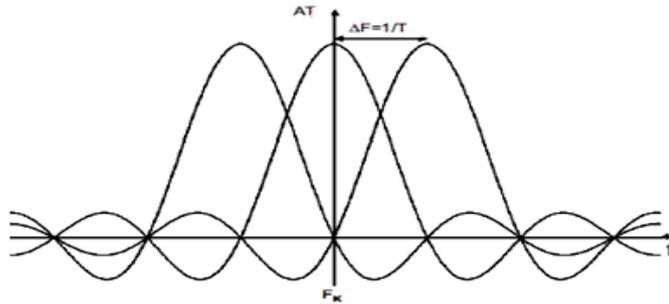


Figure 2.3 : Base Orthogonale en Fréquence.

L'espacement en fréquence entre les N sinus cardinaux (sous-porteuses) est défini par $\Delta f = 1/T$.

2.2.4 Principe de la démodulation OFDM :

L'expression en bande de base du signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T :

$$Y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_o + \frac{k}{T})t} \quad (2.5)$$

Où $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on la suppose constante sur la période T . La démodulation classique consiste à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique représenté sur la figure 2.4 [1].

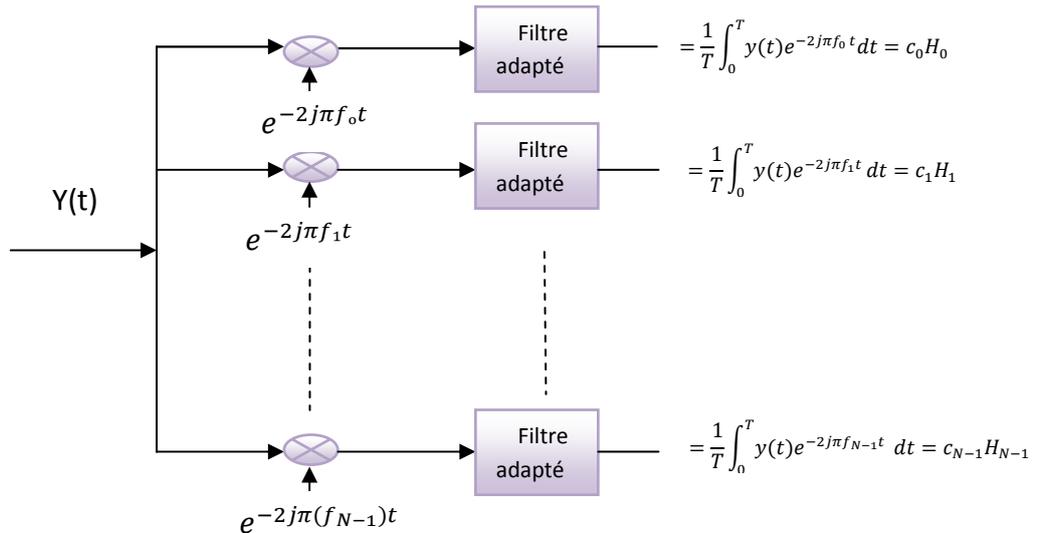


Figure 2.4: schéma de principe du démodulateur OFDM (sans bruit).

2.2.5 Intervalle de garde :

Un canal à trajets multiples introduit des déphasages et des retards pouvant être du même ordre de grandeur que la durée symbole, ce qui provoque un étalement temporel et par conséquent des interférences entre symboles. Pour s'en affranchir, on rajoute entre deux symboles (trames) OFDM, un préfixe ou intervalle de garde dont la durée Δ est supérieure au retard maximum des trajets indirects, voir la figure 2.5[3].

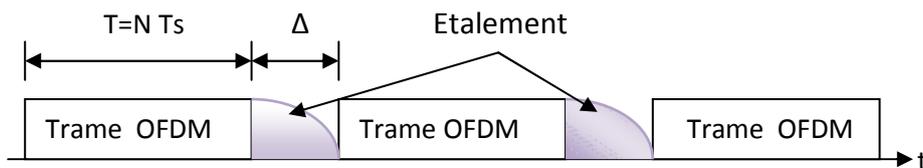


Figure 2.5 : Insertion d'intervalle de garde.

La trame initiale correspond à N échantillons espacés de T_s , et on rajoute un intervalle qui correspond à L symboles (en ADSL, $L = 32$ parmi 512). L'insertion du préfixe va sans doute provoquer une diminution du débit, pour y remédier la solution la plus simple, est de diminuer l'écart temporel entre deux échantillons T_s lors de la remise en série. Ceci se traduira par une augmentation de la bande passante nécessaire à la transmission .

$$T'_s = \frac{NT_s}{N+L} \quad (2.6)$$

2.2.6 Insertion du préfixe cyclique :

Dues aux trajets multiples. Mais d'un autre côté, si on insère aucun signal pendant cet L'intervalle de garde donc élimine les interférences entre deux symboles OFDM, intervalle, des interférences entre porteuses ou ICI (Inter Carrier Interférence), vont se produire puisque l'orthogonalité n'est plus vérifiée. Peled et Ruizont introduit le préfixe cyclique qui est une copie de la fin de la trame OFDM (les L derniers symboles)insérée après l'IFFT lors de l'émission comme le montre la figure 2.6, puis enlevée à la réception avant le module FFT. L'avantage du préfixe cyclique, est qu'il transforme la convolution linéaire avec la réponse impulsionnelle du canal, en une convolution circulaire qui se traduit par une juste multiplication scalaire dans le domaine fréquentiel (équation2.7). Les sous-porteuses restent orthogonales, et l'égalisation se simplifie pour devenir une division par la réponse fréquentielle du canal [4, 5,6].

$$\begin{aligned} TF\{x(n) \star h(n)\} &= TF\{x(n)\} \times TF\{h(n)\}, \\ FFT\{x(n) \otimes h(n)\} &= FFT\{x(n)\} \times FFT\{h(n)\}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Où \star et \otimes représente respectivement une linéaire et circulaire convolution.

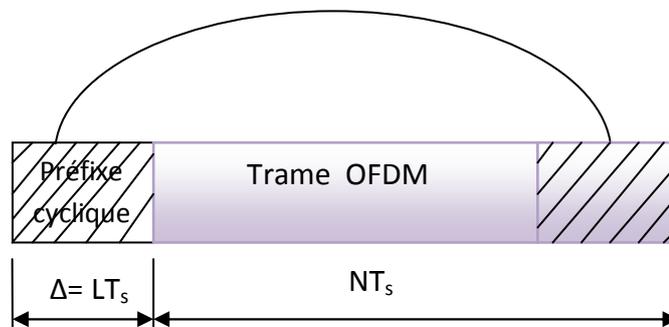


Figure 2.6 :préfixe cyclique .

2.2.7 Réalisation numérique des opérations de modulation et de démodulation :

Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes physiques: le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implantation numérique

offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger le signal des perturbations engendrées par le canal de transmission. Cependant, la réalisation pratique de la modulation OFDM de façon directe (avec des oscillateurs et des mélangeurs) implique un circuit d'une complexité prohibitive. Heureusement, il est possible de réaliser respectivement le modulateur et le démodulateur par des Transformées de Fourier Discrète Inverse et Directe (IDFT et DFT, via l'algorithme de l'IFFT et FFT, si N est une puissance de 2). La complexité de ces opérations est de l'ordre de $N \log_2 N$ par symbole OFDM .

a. Implantation numérique du modulateur :

D'après (2.1) $s(t)$ est sous la forme :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2\pi j \frac{kt}{T}} \quad (2.8)$$

En discrétisant ce signal (à une fréquence d'échantillonnage de Nyquist) et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient une sortie $s(n)$ sous la forme :

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2\pi j \frac{kn}{N}} \quad (2.9)$$

Les $s(n)$ sont donc obtenus par une Transformée de Fourier Inverse Discrète des c_k .

En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2^n$ (où n est un nombre entier), le calcul de la Transformée de Fourier Inverse se simplifie et peut se réaliser avec une simple IFFT nous conduisant au schéma numérique présenté sur la figure 2.7[1]:

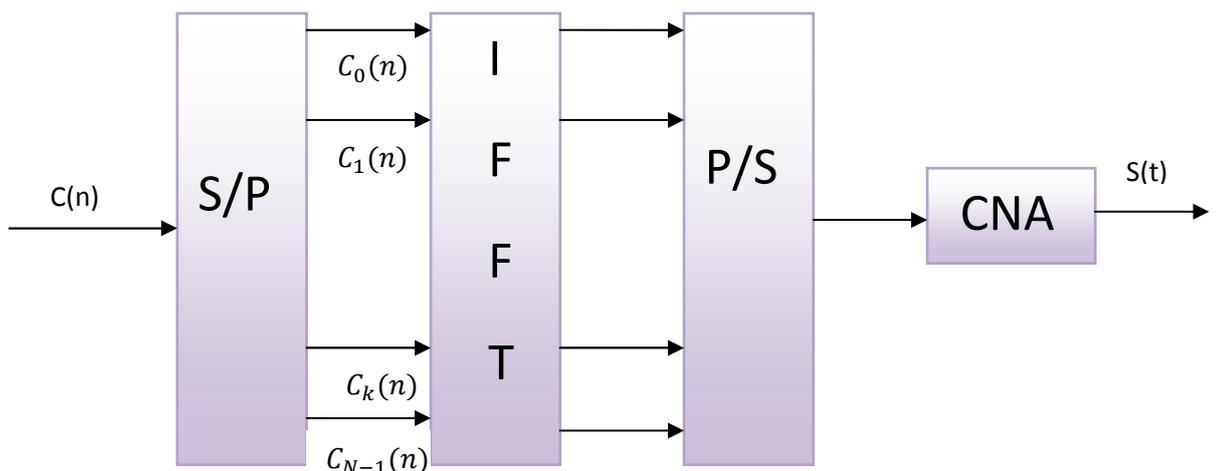


Figure 2.7 : modulateur OFDM numérique.

b. Implantation numérique du démodulateur :

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme:

$$z(t_n) = z\left(\frac{nT}{N}\right) = zn = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2\pi j \frac{kn}{N}} \quad (2.10)$$

Où z_n est la Transformée de Fourier Discrète Inverse de $c_k H_k$. La démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier Directe Discrète de $z = [z_0, \dots, z_{N-1}]$. Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe illustré dans la figure 2.8[1].

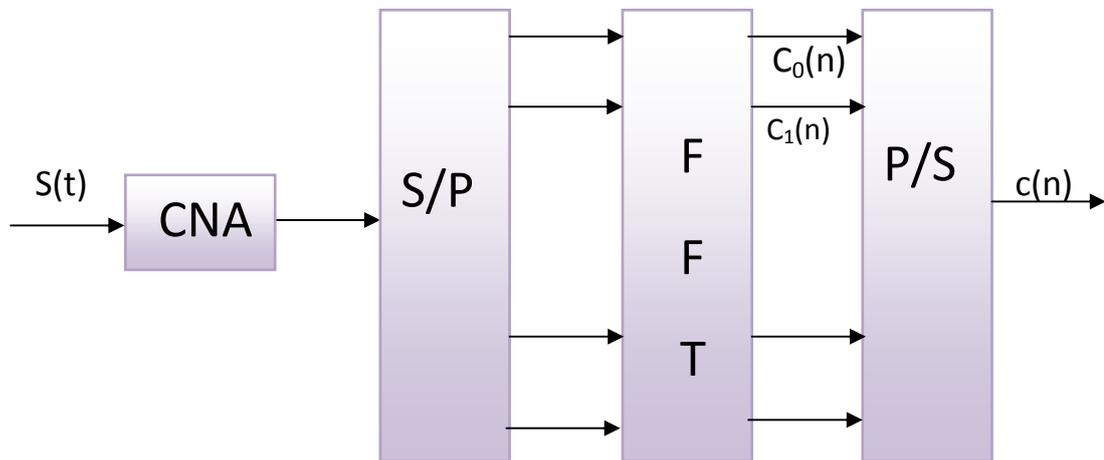


Figure2.8 : démodulateur OFDM numérique.

2.2.8 OFDM et non-linéarités :

L'un des problèmes les plus sérieux de la modulation OFDM est son facteur de crête élevé, connu en anglais par "**peak-to-average power ratio**" (**PAPR**). Le PAPR étant un paramètre qualifiant directement les fluctuations d'amplitude d'un signal. Il est défini comme le rapport de la puissance instantanée maximale et de la puissance moyenne du signal à analyser. Un PAPR élevé conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance, il s'en suit, des distorsions des symboles émis (harmoniques, intermodulations, remontée spectrale, etc.) dégradant ainsi sensiblement les performances du système.

2.2.9 Amplificateur de puissance :

Pour assurer correctement l'acheminement des informations, les émetteurs ont besoin d'amplificateurs de puissance pour fournir une certaine puissance aux signaux (radio fréquence) pour éviter qu'ils ne s'affaiblissent fortement lors de leur propagation dans l'espace libre .L'amplificateur puise alors la puissance nécessaire utile au signal dans une source de courant continue qu'il injecte ensuite dans le signal.

En général, on distingue deux catégories d'amplificateurs de puissance qui sont utilisés dans les systèmes de télécommunications:

- l'amplificateur à tubes à ondes progressives (TOP, TWTA pour "Travelling WaveTube Amplifier") plus utilisé dans les transmissions par satellites pour transmettre de fortes puissances.
- l'amplificateur à semi-conducteur (SSPA pour "Solid State Power Amplifier") utilisés dans les transmissions radio terrestres comme dans le cas des téléphones portable sou de la boucle radio .

a. Les caractéristiques de non linéarité de l'amplificateur de puissance :

Les relations entrées-sorties AM/AM (pour "Amplitude/Amplitude") et AM/PM (pour "Amplitude/Phase") appelées aussi caractéristiques de transfert ou conversions AM/AM et AM/PM, ont une allure typique pour tous les amplificateurs de puissance à l'état solide. La Figure 2.9 [7]. représente la variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée, appelée aussi la caractéristique AM/AM.

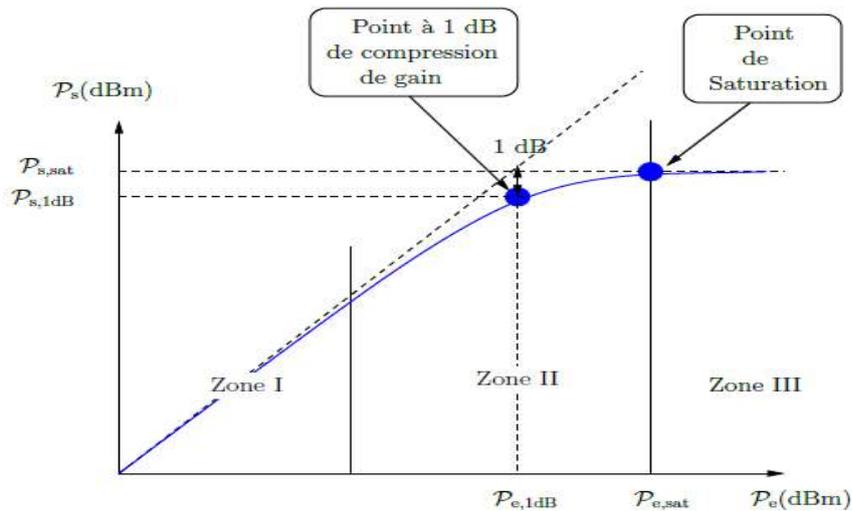


Figure 2.9 : Exemple de caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

La caractéristique AM/AM de l'amplificateur de puissance se divise en trois zones :

- **Zone linéaire :** dans cette zone, l'amplificateur a un comportement linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrée sont faibles. Dans cette zone, les distorsions à engendrées sont quasi inexistantes. Lorsqu'on prend du recul pour éviter les distorsions, c'est dans cette zone que fonctionne l'amplificateur.
- **Zone de compression :** dans cette zone, la sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver (par rapport à la droite linéaire), on amorce la plage de la non-linéarité. Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes. Le gain de l'amplificateur diminue pour de fortes puissances d'entrées. On parle de zone de compression du gain. Le point à 1 dB de compression de gain est situé dans cette zone; il est défini comme étant le point où l'écart entre la courbe de gain et le gain linéaire vaut 1 dB. Ce point est une caractéristique de l'amplificateur de puissance.
- **Zone de saturation :** dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation.

b. Le recul d'entrée et le recul de sortie :

Un signal traversant un amplificateur de puissance subit alors à la fois la compression AM/AM et la conversion AM/PM. Il est nécessaire de présenter les

notions de “Input Back-Off ” (IBO) et de “Output Back-Off” (OBO) qui traduisent le Recul en Entrée et le Recul en Sortie respectivement [7].

Soit :

P_e : la puissance d’entrée d’un signal.

P_s : la puissance de sortie.

$P_{s, 1dB}$: la puissance de sortie au point de compression 1 dB.

$P_{e, 1dB}$: la puissance d’entrée correspondante.

La grandeur IBO généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance de saturation ramenée à l’entrée (ou de la puissance d’entrée au point de compression 1dB) et la puissance d’entrée du signal.

$$IBO = 10 \log 10 \frac{P_{e,sat}}{P_e}, [dB] \quad (2.11)$$

Ou encore:

$$IBO = 10 \log 10 \frac{P_{e,1dB}}{P_e}, [dB] \quad (2.12)$$

De la même façon, on définit le paramètre OBO qui est le rapport entre la puissance de saturation (ou de la puissance de sortie au point de compression 1dB) et la puissance moyenne de sortie du signal.

$$OBO = 10 \log 10 \frac{P_{s,sat}}{P_s}, [dB] \quad (2.13)$$

Ou encore :

$$OBO = 10 \log 10 \frac{P_{s,1dB}}{P_s}, [dB] \quad (2.14)$$

A partir de ces relations, on peut constater effectivement que plus le recul d’entrée (ou de sortie) est élevé, plus l’amplificateur est surdimensionné par rapport au signal à amplifier, et par conséquent moins il y a des distorsions dû à la non-linéarité. Ainsi donc pour s’éloigner de la zone de compression, de nombreux systèmes fonctionnent avec un IBO (ou OBO) élevé. On verra par la suite que le rendement de l’amplificateur est faible dans cette zone qui correspond à la zone linéaire.

c. Notion de rendement :

La figure 2.9 illustre un bilan simplifié des différentes puissances mises en jeu lors de l’amplification d’un signal. Comme il est impossible d’avoir un transfert total de l’énergie vers le signal, la notion de rendement est alors à définir.

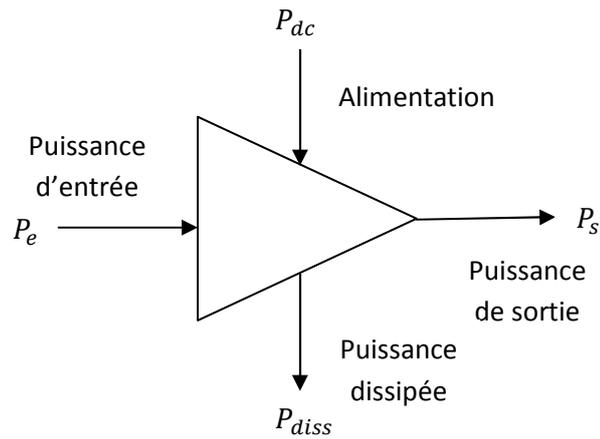


Figure 2.10: Bilan simplifié des différentes puissances mises en jeu dans un amplificateur de puissance.

Le bilan de puissance est donné par la relation (2.15) :

$$P_e + P_{dc} = P_s + P_{diss} . \quad (2.15)$$

Les puissances d'entrée P_e et d'alimentation P_{dc} sont converties en puissance de sortie P_s et en perte (puissance dissipée) P_{diss} .

Deux notions de rendement sont en général définies dans la littérature:

➤ **Le rendement en puissance :**

Il exprime le rapport entre la puissance de sortie et la puissance fournie par l'alimentation. Ce paramètre est d'autant important qu'il rend compte de la consommation de l'amplificateur. Il est donné par la relation ci-dessous :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{dc}} . \quad (2.16)$$

➤ **Le rendement en puissance ajoutée :**

Il prend en compte la puissance d'entrée. Tout comme le rendement en puissance, il rend compte de la consommation de l'amplificateur. Il est donné par la relation ci-dessous :

$$\eta = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} . \quad (2.17)$$

2.2.10 C'est quoi le PAPR?

Après la modulation OFDM, le signal traverse un convertisseur numérique analogique puis un amplificateur de puissance avant la transmission. Du fait de la modulation, un signal OFDM temporel peut être considéré comme une somme de N sinusoïdes. L'enveloppe de ce signal suit, selon le théorème de la limite-centrale, une loi de Gauss. La probabilité que le signal total ait une grande amplitude est d'autant plus faible que N est grand, mais ce risque existe cependant et ne doit pas être négligé dès lors que l'on travaille à des forts niveaux d'amplifications. Cette quantité, est quantifiée par une grandeur appelée facteur de crête. Un facteur de crête élevé conduit à des problèmes de saturation de l'amplificateur de puissance utilisé avant l'émission, il s'en suit d'une distorsion des symboles émis dégradant ainsi sensiblement les performances du système.

On définit l'expression du PAPR en temps continu d'un signal OFDM $s(t)$, comme le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne d'un signal t

$$PAPR(s(t)) = \frac{\max |s(t)|^2}{P_s = \frac{1}{T} \int |s(t)|^2 dt} \quad . \quad \text{En continu} \quad (2.18)$$

Où $\max |s(t)|^2$ est la puissance crête et P_s est la puissance moyenne. Le facteur de crête (CF, pour Crest Factor) est défini lui par $CF = \sqrt{PAPR}$. Le PAPR donné par l'équation (2.18) est le PAPR du signal en temps continu.

a. Distribution du PAPR :

Lorsque le nombre de sous-porteuses N est grand, selon le théorème de la limite centrale, les parties réelles et imaginaires du signal dans le domaine temporel, suivent une distribution gaussienne. Par conséquent l'amplitude suit une distribution de Rayleigh.

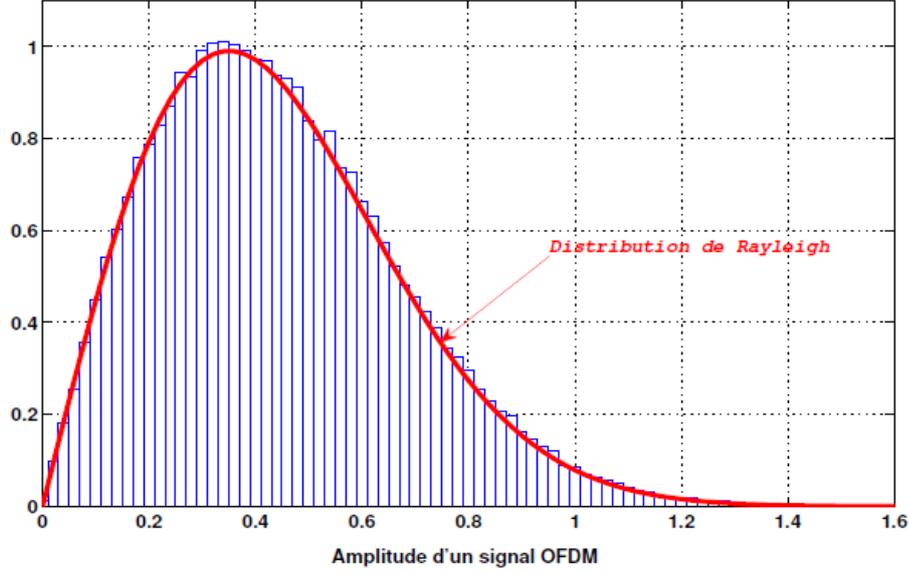


Figure 2.11 : L'histogramme de l'amplitude d'un signal OFDM avec une QPSK, N=1024.

Comme le montre la figure (2.11). La fonction densité de probabilité de l'amplitude de s_n s'écrit :

$$p_s(r) = \frac{2r}{\sigma_s^2} e^{-\frac{r^2}{\sigma_s^2}}, \quad r = |s_n| \geq 0. \quad (2.19)$$

Où $\sigma_s^2 = E[|s_n|^2]$ est la puissance moyenne du signal OFDM.

La fonction cumulative de répartition du PAPR connu sous le nom de **CCDF** ("Complementary Cumulative Distribution Function"), permet de calculer la probabilité que le PAPR excède un certain seuil z_0 qu'on note aussi souvent PAPR_0 . En supposant que les amplitudes du signal OFDM $|s_n|$ sont statistiquement indépendantes et que le signal est à la fréquence de Nyquist (i.e. $L = 1$), la fonction CCDF est approximativement donnée par :

$$\begin{aligned} \text{CCDF}(z_0) &= \Pr(\text{PAPR} > z_0) \\ &= \Pr\left[\frac{\max |s_n|^2}{\sigma_s^2} > z_0\right] \approx 1 - \prod_{n=0}^{N-1} \left\{ \Pr\left[\frac{|s_n|^2}{\sigma_s^2} \leq z_0\right] \right\} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Sachant que l'amplitude $|s_n|$ suit une loi de Rayleigh donnée par l'équation (1.19), alors on peut écrire :

$$\begin{aligned} \Pr\left[\frac{|s_n|^2}{\sigma_s^2} \leq z_0\right] &= \Pr\left[|s_n| \leq \sqrt{z_0 \sigma_s^2}\right] = \int_0^{\sqrt{z_0 \sigma_s^2}} p_s(r) dr \\ &= 1 - e^{-z_0} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Enfin le CCDF du PAPR est obtenu en substituant l'équation (1.21) dans l'équation (1.20) :

$$CCDF(z_0) \approx 1 - (1 - e^{-z_0})^N \quad (2.22)$$

Cette approximation proposée par Shepherd et al dans [8], n'est pas tout à fait exacte, il a été remarqué qu'elle ne suit pas bien la vraie distribution (CCDF) obtenue par les simulations pour un large nombre de porteuses N et que l'hypothèse de l'indépendance statistique n'est plus valide pour un signal sur-échantillonné (i.e. $L \geq 1$). Pour les signaux sur échantillonnés avec $L \geq 1$ et un nombre de porteuses N large, une autre expression empirique du CCDF (z_0) a été proposé par R. van Nee et A. de Wild dans [9] :

$$CCDF(z_0) \approx 1 - (1 - e^{-z_0})^{2.8N} \quad (2.23)^*$$

b. Les effets d'un PAPR élevé :

Les problèmes causés par la non linéarité de l'amplificateur, se manifestent principalement par deux effets :

- les harmoniques
- et les intermodulations.

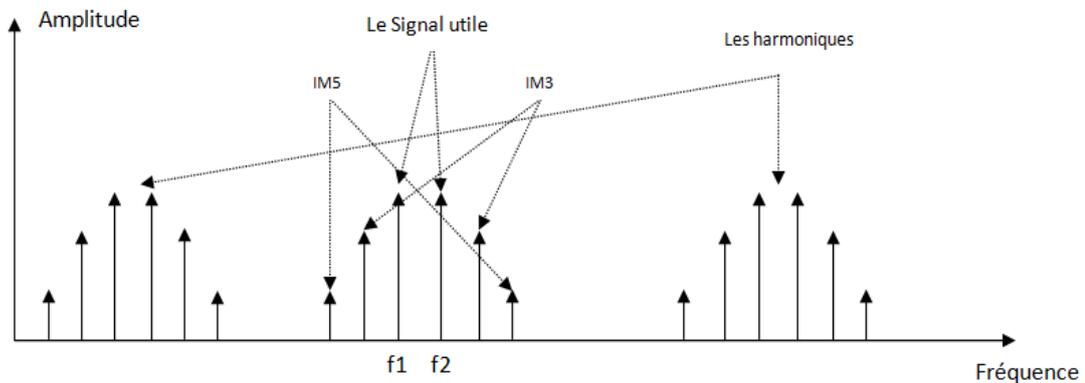


Figure 2.12 : les harmoniques et les intermodulations.

- Les harmoniques sont observées lorsqu'un signal sinusoïdal de fréquence f_0 traverse un composant non linéaire. D'après le théorème de Fourier, le signal de sortie peut donc être décomposé en une somme de sinusoïdes de fréquences $kf_0, k = 0, 1, \dots, \infty$. Le spectre du signal de sortie, présente des raies supplémentaires à des fréquences multiples de f_0 . Les signaux harmoniques se situent en dehors de la bande utile (puisque la bande est étroite). Il est nécessaire de filtrer les harmoniques après l'amplificateur, afin

d'éviter de perturber les canaux radio aux fréquences kf_0 , mais les harmoniques ne perturbent pas le signal dans la bande utile $[f_0 - \Delta f/2, f_0 + \Delta f/2]$.

- L'autre effet de la non-linéarité est les intermodulations qui apparaissent lorsque plusieurs signaux à des fréquences différentes traversent un composant non linéaire. En effet si un signal composé de deux sinusoides aux fréquences f_1 et f_2 est fourni en entrée d'un composant non linéaire, le signal présent à la sortie comporte en plus des deux sinusoides d'autres signaux dont les fréquences sont des combinaisons linéaires de f_1 et f_2 . Pour un signal radio à bande étroite, on ne s'intéresse qu'aux signaux présents dans la bande utile, et donc aux signaux à des fréquences voisines de f_1 et f_2 . On appelle intermodulations d'ordre 3 les signaux présents aux fréquences $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$, intermodulations d'ordre 5 ceux aux fréquences $3f_1 - 2f_2$ et $3f_2 - 2f_1$, et ainsi de suite.

En fait les distorsions engendrées par un PAPR élevé sont principalement causées par les intermodulations. Les différentes porteuses sont régulièrement espacées (l'intervalle étant $1/NT_s$) et donc la plupart des intermodulations dues à l'interférence de deux porteuses se trouveront à la fréquence d'une autre porteuse. On peut considérer ces distorsions comme un bruit supplémentaire ajouté aux symboles transmis qui entraîne une augmentation du taux d'erreurs binaires BER.

2.2.11 Avantages et Inconvénients de l'OFDM:

La modulation OFDM présente un nombre important d'avantages qu'il faut exploiter mais aussi elle génère un certain nombre d'inconvénients qu'il faut traiter.

a. Avantage:

- L'OFDM garantit un débit binaire élevé avec un encombrement spectral optimal en se référant sur une base fréquentielle orthogonale.
- Elle permet d'avoir une réponse fréquentielle du canal de transmission plate pour chaque sous porteuse, donc peu d'évanouissement.
- un codage astucieux et un entrelacement permettent de récupérer les fréquences perdues par un fort évanouissement.

- l'égalisation et l'estimation du canal se simplifient par une simple multiplication dans le domaine fréquentielle, en rajoutant le préfixe cyclique.

b. Les inconvénients:

- Fortes fluctuations de l'enveloppe (Multi-carrier signals with high peak-to-average power ratio (PAPR)).
- Le rajout de l'intervalle de garde provoque une perte dans l'efficacité spectrale.
- Une plus grande sensibilité à l'étalement Doppler.
- Un bruit de phase est causé par les imperfections des oscillateurs de l'émetteur/ récepteur qui influence la performance du système.
- Une synchronisation précise et un calcul précis de la fréquence sont nécessaires.

2.3 Power Ratio dans un contexte SISO :

2.3.1 Définitions théoriques du Power Ratio (PR) :

Palicot et Louët ont proposé une expression générale appelée Power Ratio (PR) déclinée en plusieurs versions suivant les usages. Dans la suite de cette partie, plusieurs notations seront employées pour définir avec précision les conditions dans lesquelles le PR est calculé. Les indices c (pour continu), e (pour échantillonné), i (pour infini) et f (pour fini) seront combinés pour exprimer les quatre situations possibles du PR figure 2.13 [1].

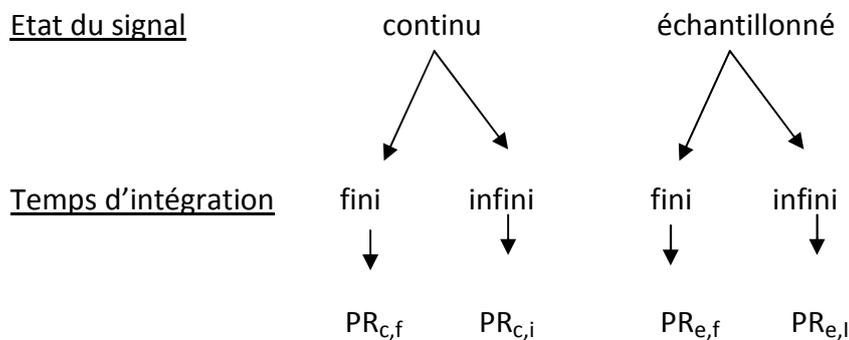


Figure2.13 : Les différentes configurations du PR

Le Power Ratio se définit de façon générale comme étant le rapport du maximum de la puissance instantanée d'un signal et de sa puissance moyenne (équation 2.18). Il traduit la variation de la puissance instantanée du signal par rapport à sa puissance moyenne et rend ainsi compte de la dynamique du signal.

a. Définitions des rapports de puissance en continu :

Pour être cohérent avec le signal analogique qui doit être amplifié, le PR infini est défini dans un cas continu. Le signal $s(t)$ peut être soit un signal bande de base, soit un signal radio fréquence (RF), réel ou complexe. Dans le cas d'un signal bande de base (resp. RF), nous emploierons la notation spécifique \widetilde{PR} (resp. PR). Si la notation PR est employée, alors cela signifie que la définition est valide dans les deux cas. Dans ces conditions.

$$PR_{c,i} \{S(t)\} = \frac{\max_t |S(t)|^2}{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T |S(t)|^2 dt} \quad (2.24)$$

Lorsque le temps d'intégration est fini, comme c'est généralement le cas en pratique, définition de ce nouveau rapport de puissance $PR_{c,f}$ pour un temps d'intégration T , est alors défini comme :

$$PR_{c,f}(T)\{S(t)\} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |S(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_T |S(t)|^2 dt} \quad (2.22)$$

Cette définition est une déclinaison du $PR_{c,i}$. Lorsque T devient très grand, on retrouve la définition du rapport de puissance continu et infini et

$$\lim_{T \rightarrow \infty} PR_{c,f}(T) = PR_{c,i} \quad (2.23)$$

b. Définitions des rapports de puissance en échantillonné :

Lorsque l'on considère le signal échantillonné, notons N_e le nombre d'échantillons du signal $s = [s(0), \dots, s(N_e - 1)]$. Alors le PR d'un signal échantillonné et fini s'écrit :

$$PR_{e,f}(N_e)\{s\} = \frac{\max_{k \in [0, N_e - 1]} |s(k)|^2}{\frac{1}{N_e} \sum_{k=0}^{N_e - 1} |s(k)|^2} \quad (2.24)$$

De la même manière que précédemment, si le calcul est fait sur un très grand nombre d'échantillons, on obtient le rapport de puissance échantillonné et infini. Il est donné par la relation suivante :

$$PR_{e,i} \{s\} = \frac{\max_k |s(k)|^2}{\lim_{N_e \rightarrow \infty} \frac{1}{N_e} \sum_{k=0}^{N_e - 1} |s(k)|^2} \quad (2.25)$$

Et nous avons :

$$\lim_{Ne \rightarrow \infty} PR_{e,f}(Ne) = PR_{e,i} \quad (2.26)$$

2.3.2 Le PR et les définitions usuelles :

a. Définition du Crest Factor (CF) :

Le facteur de crête (CF) peut être utilisé et est défini comme la racine carrée du PAPR.

$$CF = \sqrt{PAPR} = \sqrt{PR_{c,i}}$$

b. Définition du Peak Envelope Power (PEP) :

L'appellation PEP (Peak Envelop Power) est utilisée pour exprimer la puissance maximale de l'enveloppe d'un signal. Le lien entre PEP et le PR est que le PEP définit le numérateur du PR. Elle est donnée alors par la relation (2.17) :

$$PEP = \max_t |s(t)|^2 \quad (2.27)$$

c. Définition de l'Effective Peak Factor (EPF) et de la Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) :

Le PR est d'une manière générale une variable aléatoire car les signaux pour lesquels il est calculé sont des variables aléatoires. Il est donc naturel de rechercher sa fonction de distribution. Pour ce faire, il faut rechercher plutôt une limite ou une approximation de celle-ci. C'est exactement ce que proposent certains auteurs dont Dinur en étudiant l'"Effective Peak Factor" (EPF) défini comme :

$$\Pr(PR \geq EPF) = \epsilon \quad (2.28)$$

Où ϵ est un nombre aussi négligeable que possible.

L'EPF est donc un seuil pour lequel la probabilité que le PR soit plus grand que ce seuil est négligeable. Son calcul permet d'obtenir des majorants de la distribution du PR.

Cette fonction de la distribution du PR est plus connue sous le nom de CCDF et est donnée par la relation :

$$CCDF(PR_0) = \Pr[PR \geq PR_0] \quad (2.29)$$

2.3.3 Analyse du PR en modulations multi porteuse :

a. Définition et état de l'art :

Une des caractéristiques principales des signaux multi porteuse est qu'ils sont à enveloppes non constantes avec une fluctuation importante des amplitudes. Cette particularité rend les signaux multi porteuses très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques (en particulier les non-linéarités de l'amplificateur de puissance) de la chaîne de communications et constitue de ce fait une véritable contrainte. Dans le cas de l'OFDM, nous rappelons que le PR est donné par la relation :

$$PR(\tilde{x}(t)) = \frac{\max_{t \in [0, T]} |\tilde{x}(t)|}{\frac{1}{T} \int_0^T |\tilde{x}(t)|^2 dt} \quad (2.30)$$

Où $\tilde{x}(t)$ représente le signal bande de base d'un symbole OFDM à N sous-porteuses exprimé par :

$$\tilde{x}(t) = \tilde{x}_I(t) + j\tilde{x}_Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{k}{T} t} \quad (2.31)$$

c_k est le symbole complexe de la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse et T le temps d'un symbole OFDM. Lorsque le signal est échantillonné, il est donné par :

$$\tilde{x}\left(\frac{n}{L}\right) = \tilde{x}_I\left(\frac{n}{L}\right) + j\tilde{x}_Q\left(\frac{n}{L}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{NL}} \quad (2.32)$$

où $0 \leq n \leq NL - 1$ où L est le facteur de suréchantillonnage, servant à estimer au mieux le PR de $\tilde{x}(t)$.

Dans ce cas, le PR est donné par la relation :

$$PR\{\tilde{X}\} = \frac{\max_{n \in [0, NL]} |\tilde{x}(n)|^2}{\frac{1}{T} \left| \sum_{k=0}^{NL-1} \tilde{x}(n) \right|^2} \quad (2.33)$$

b. Influence du canal de propagation :

➤ Cas d'un canal BBAG :

La figure 2.14 illustre un système SISO-OFDM (en fréquence porteuse).

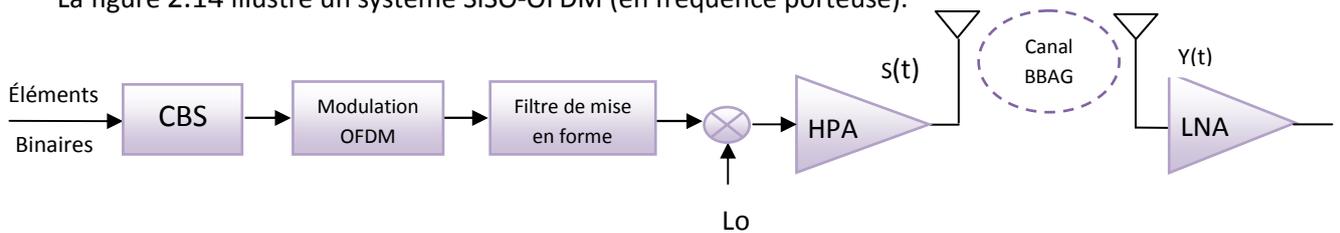


Figure 2.14 : Schéma simplifié d'un système SISO-OFDM avec canal BBAG

Dans cette partie, nous analysons la CCDF du PR du signal $y(t)$ exprimé comme :

$$y(t) = s(t) + b(t) \quad (2.37)$$

Où $b(t)$ est un bruit BBAG et $s(t)$ est un signal OFDM issu de l'antenne d'émission.

Considérons $z(t) = y^2(t)$. La fonction de densité de probabilité de n'importe quel échantillon de $z(t)$ est alors donnée par :

$$\begin{aligned} f_z(z) &= \frac{1}{\sqrt{z}} f_y(\sqrt{z}) U(z) \\ &= \frac{1}{\sqrt{z}} \frac{1}{\sigma_y \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z}{2\sigma_y^2}} U(z). \end{aligned} \quad (2.38)$$

Où σ^2 est égale à $\sigma_s^2 + \sigma_b^2$, f_y suit une loi gaussienne et U est la fonction d'échelon unité.

Nous pouvons alors établir la fonction de répartition de z par intégration de (2.38).

$$\begin{aligned} F_z(z) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \int_0^z \frac{1}{\sqrt{u}} e^{-\frac{u}{2\sigma_y^2}} du \\ &= \text{erf}\left(\frac{\sqrt{z}}{\sqrt{2}\sigma_y}\right) \end{aligned} \quad (2.39)$$

Où $\text{erf}(\cdot)$ est la fonction d'erreur définie par la relation :

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (2.40)$$

Ainsi, la CCDF du PR du signal reçu continu $y(t)$ est approximativement donnée par :

$$\Pr[PR\{y(t) > PR_0\}] \approx 1 - \left(\text{erf}\left(\frac{\sqrt{PR_0}}{\sqrt{2}}\right)\right)^{2.8N} \quad (2.41)$$

2.4 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la modulation multi porteuses de type OFDM, Nous avons également présenté des généralités sur l'amplificateur pour une compréhension du phénomène de non-linéarité et de rendement.

Nous avons analysé Power Ratio dans un contexte SISO multiporteuse .Ensuite théoriquement donné les expressions du PR des signaux perturbés par canal BBAG.

Après avoir étudié le PR dans un cas SISO, nous allons analyser ce PR dans le cas des systèmes MIMO. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3 Analyse du PAPR dans un système

MIMO-OFDM

3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire le système de transmission MIMO et une analyse du PAPR en émission et en réception. Un système MIMO est une architecture de transmission basée sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception qui génère de la diversité spatiale.

Après avoir exposé le modèle mathématique d'un canal MIMO et la capacité, on verra par la suite dans ce chapitre les différentes techniques MIMO « les techniques à multiplexage spatial, les techniques de diversité spatiale et enfin les antennes intelligentes ». En terminant avec l'analyse du PAPR dans le contexte MIMO-OFDM en émission et en réception dans le cas d'un canal gaussien.

3.2 Introduction aux systèmes MIMO :

Ces dernières années Les communications sur le canal radio-mobile se sont fortement développées, Ceci entraîne la saturation des ressources radio-fréquence dans les lieux à forte densité de population. Dès lors, il existe une forte demande pour augmenter l'efficacité spectrale de ces communications.

Les transmissions via le canal radio-mobile sont fortement perturbées par les évanouissements du signal, dus à la fois aux trajets multiples et aux interférences entre symboles Ainsi, pour pallier ces inconvénients, une solution est étudiée depuis quelques années. Il s'agit d'une architecture de transmission basée sur l'utilisation de

plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Ces architectures, dites MIMO, ont été développées par les laboratoires Bell en 1997[15], [16]. Elles permettent d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et de lutter efficacement contre les évanouissements du signal. L'idée générale est de tirer profit de la dimension spatiale du canal et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les supprimer.

Les systèmes MIMO réalisent un multiplexage spatial qui augmente la capacité de la transmission figure 3.1.

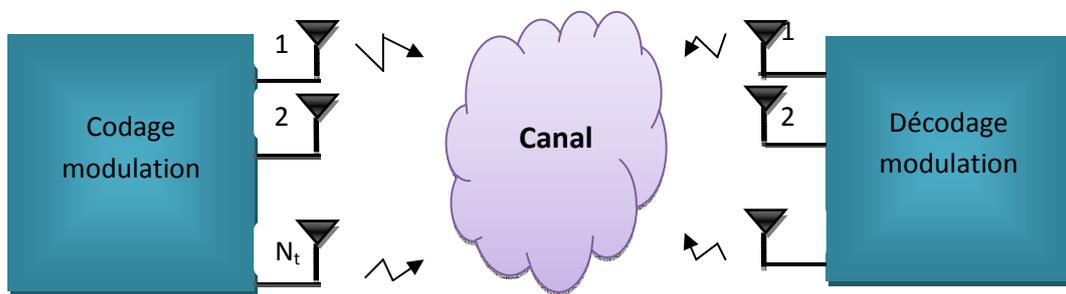


Figure 3.1 Schéma d'un système de transmission MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs

Les antennes émettrices transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation, la même fréquence porteuse et en étant synchronisées. La bande passante utilisée reste identique à celle d'un système Mono-émetteur (SISO), mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

En présence de réflecteurs, le signal émis par une antenne arrive sous plusieurs versions, retardées et atténuées, sur chaque antenne réceptrice. La somme de ces échos forme des interférences qui peuvent être soit constructives, soit destructrices (évanouissements).

Si les antennes réceptrices sont suffisamment espacées, typiquement d'une demi-longueur d'onde, elles ne seront que rarement victimes d'évanouissements simultanés. Ceci facilite la récupération de l'information émise. Prenons par exemple une transmission SISO, avec des évanouissements de l'ordre de 20 à 40 dB [17]. Avec

un système MIMO à seulement deux émetteurs et deux récepteurs, les évanouissements ne seront plus que d'environ 10dB, soit un gain de 10 à 30 dB qui facilite grandement la réception. Un autre intérêt des systèmes MIMO est de pouvoir utiliser toutes les techniques des transmissions SISO et toutes leurs formes de diversité. A cela s'ajoutent la diversité spatiale et le multiplexage spatial.

- La diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes de réception distantes d'au moins la distance de cohérence du canal (distance minimale pour obtenir des évanouissements indépendants),
- Le multiplexage spatial consiste à séparer les données en plusieurs voies parallèles, qui sont alors émises simultanément sur les différentes antennes. La capacité du système s'en trouve améliorée sans augmenter la puissance à l'émission

3.3 Modèle de canal MIMO :

Considérons un système MIMO avec N_t émetteurs et N_r récepteurs. On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en fréquence (canal à évanouissements plats). Chaque trajet entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice peut alors être caractérisé par un gain complexe h_{ji} représentant le coefficient d'évanouissement entre le i^e émetteur et le j^e récepteur.

A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles x_i transmis simultanément Par chacune des N_t antennes émettrices. Le signal y_j reçu par la j^e antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète :

$$y_j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ij}x_i + b_j \quad , \quad j = 1, \dots, N_r \quad (3.1)$$

Où b_j représente un terme de bruit qui perturbe le signal, généralement considéré comme BBAG b_1

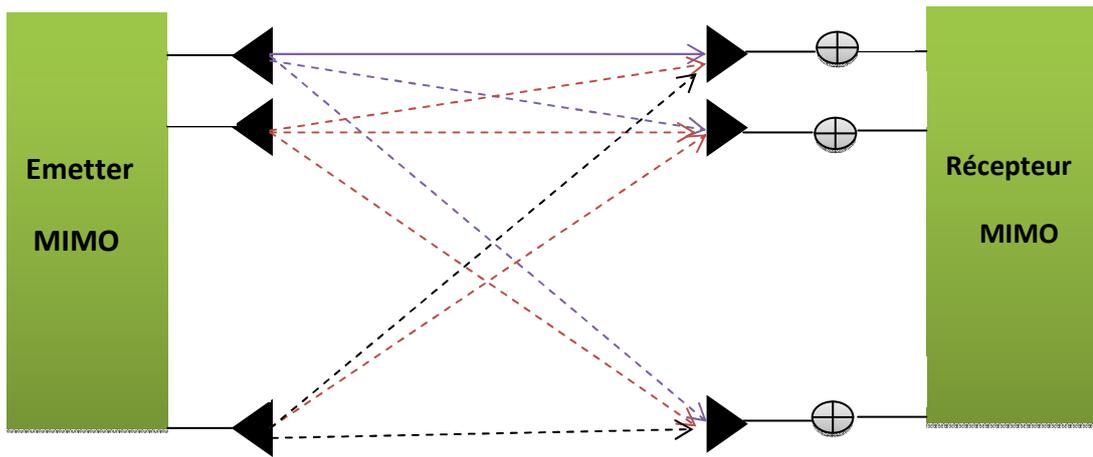


Figure 3.2 Schéma d'un système de transmission MIMO

Si l'on considère à présent l'ensemble des symboles reçus simultanément par les antennes, la relation précédente s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$y = \bar{H}x + b \quad (3.2)$$

Où H est la matrice de canal de taille $N_r \times N_t$ définie par l'ensemble des trajets :

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & \dots & h_{2N_t} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{N_r 1} & \dots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Où x est le vecteur des symboles émis de taille $N_t \times 1$ et b le vecteur de bruit de taille $N_r \times 1$. La majorité des systèmes suppose une parfaite connaissance du canal à la réception, tandis que la connaissance du canal à l'émission n'est envisagée que dans certaines architectures et sous certaines conditions. En pratique, le canal est estimé par le récepteur à chaque paquet transmis grâce à une séquence d'apprentissage. Dans un contexte de communications purement aveugle, une stratégie peut consister à recourir à l'égalisation aveugle, dont un état de l'art est proposé dans. D'un autre côté, les limites fondamentales des systèmes MIMO en termes de capacité sont approchées si les signaux transmis par les différentes antennes sont orthogonaux et si la répartition de l'énergie sur ces dernières est uniforme. De ces études sont nées différentes architectures espace-temps unitaires ou différentielles.

3.4 Capacité des canaux MIMO :

La capacité des systèmes MIMO est un sujet qui a été fortement étudié dans les années passées, et dont nous ne présentons ici que les résultats principaux afin d'en montrer l'intérêt. Afin de pouvoir comparer les différentes capacités que nous allons voir, la puissance totale moyenne émise P_0 reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P_0 . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance P_0/N_t) [15].

Pour les relations de capacité, les notations suivantes sont utilisées :

- La puissance du bruit est identique sur chaque antenne réceptrice et est notée σ_b^2
- P_r est défini comme la puissance moyenne qui serait reçue sur chaque antenne si un seul émetteur utilisait toute la puissance P_0 (donc un canal SIMO),
- Le rapport signal sur bruit (RSB) sur chaque antenne de réception est $\gamma_r = P_r/\sigma_b^2$ et est indépendant de N_t .

3.4.1 Capacité du canal SISO :

La capacité d'un canal SISO est donnée par [2] :

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \gamma_r) \quad (bps/hz) \quad (3.4)$$

Elle augmente lentement, en fonction du logarithme de $1 + \gamma_r$. Lorsque le RSB est élevé, un gain de 3 dB sur γ_r ne fournira une augmentation de capacité que d'un bit par seconde par hertz (bps/Hz).

3.4.2 Capacité du canal SIMO :

La capacité d'un canal SIMO est donnée par :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + \gamma_r N_r^2) \quad (bps/hz) \quad (3.5)$$

Cette capacité augmente en fonction du logarithme de $1 + \gamma_r N_r^2$, soit un peu plus rapidement que dans le cas SISO. Elle reste toute fois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée.

3.4.3 Capacité du canal MIMO :

Pour un canal MIMO, avec une puissance de P_0/N_t sur chaque émetteur, la capacité est [15] :

$$C_{MIMO} = \log_2 \left(\det \left[\bar{I}_{N_r} + \frac{\gamma_r}{N_t} \bar{H} \bar{H}^* \right] \right) \quad \text{bps/hz} \quad (3.6)$$

Où \bar{I}_{N_r} est une matrice identité de taille N_r . En particulier lorsque N_t et N_r sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croit proportionnellement à N_r :

$$E[C_{MIMO}] \approx N_r \log_2(1 + \gamma_r) \quad \text{bps/hz} \quad (3.7)$$

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO. L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices. Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel, avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul.

3.5 Les techniques MIMO :

On peut distinguer trois grandes catégories des systèmes MIMO : les techniques à multiplexage spatial, les techniques de diversité spatiale et enfin les antennes intelligentes. Les techniques de multiplexage spatial sont principalement conçues pour permettre des débits très élevés. Les techniques de diversité spatiale sont

principalement proposées pour une meilleure protection des données transmises. Les techniques MIMO peuvent être classifiées en trois catégories :

3.5.1 Diversité spatiale :

Le canal sans fil souffre d'atténuation due à l'addition destructrice des trajets multiples dans les milieux de propagation et aussi à cause des interférences entre utilisateurs.

Une très forte atténuation, rend la tâche du récepteur très difficile pour déterminer le signal transmis à moins que quelques répliques moins atténuées du signal transmis sont prévu pour le récepteur. Ceci peut se faire grâce à la diversité et qui a un rôle important pour une communication sans fil plus fiable. On peut citer des exemples des techniques de diversité : diversité temporelle, diversité fréquentielle et diversité spatiale.

Pour réaliser la diversité spatiale, des antennes multiples sont utilisées à l'émission et à la réception selon plusieurs configurations comme l'illustre la figure (3.2). Les antennes sont séparées spatialement par des distances fixes qui dépendent de la fréquence porteuse et de l'environnement de diffusion.

Cette séparation spatiale permet de fournir des répliques du signal transmis au récepteur sous la forme d'une redondance dans le domaine spatial.

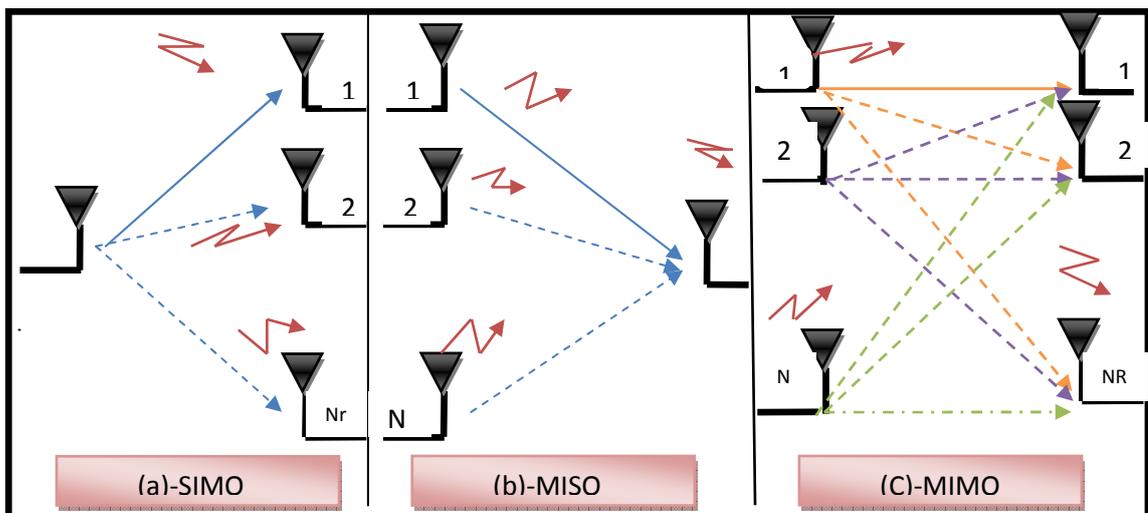


Figure 3.3: Différentes techniques de diversité spatiale.

3.5.2 Multiplexage spatial :

Le principe d'un système à multiplexage spatial (SM-MIMO) est de fournir un vecteur de symboles différents sur les antennes d'émission dont le but principal est de transmettre à des débits plus élevés. Le multiplexage spatial est principalement conçu

3.5.3 Les techniques de beamforming :

La techniques du Beamforming est le processus d'essayer de diriger les signaux numériques en bande de base à une direction particulière en pondérant ces signaux différemment. On distingue deux types :

- Les antennes intelligentes pour un gain en SNR.
- Les antennes intelligentes pour la suppression de l'interférence Co-Canal CCI et l'accès multiples SDMA (Space-division multiple access).

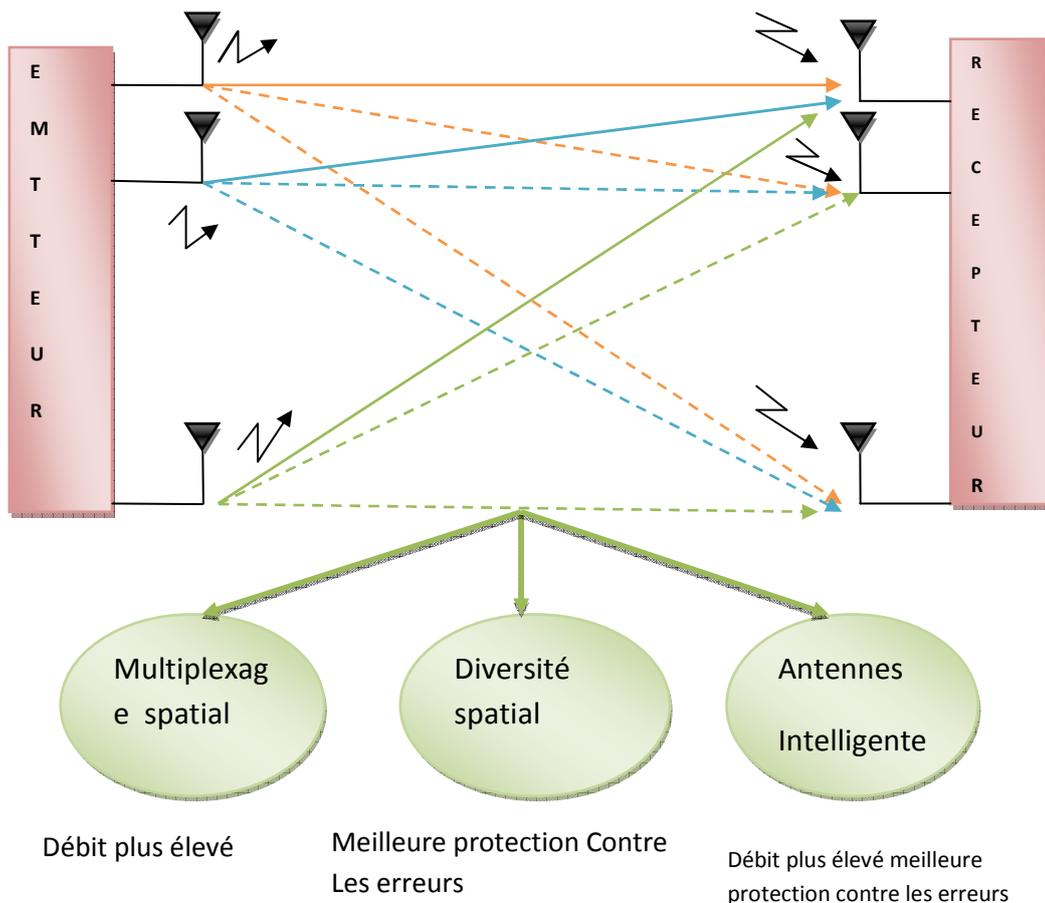


Figure 3.4 : Les techniques MIMO

3.6 Définition du Power Ratio (PR) des systèmes MIMO :

Pour éviter des distorsions non linéaires dans les amplificateurs de puissance, le PR de tous les signaux émis doivent être simultanément aussi faibles que possible. Puisque la performance est régie par le PR des pires cas, le PR en émission noté PR_{MIMO-e} pour un système MIMO est défini comme le maximum des PRs mesurés sur chacune des antennes qui constituent l'émetteur. Le PR mesuré sur l'antenne i d'émission est définie comme le rapport de la puissance maximale du signal de la branche i et de sa puissance moyenne. Il peut donc être exprimé comme [12] :

$$PR_{MIMO-e} = \max_{1 \leq i \leq N_t} PR_i \quad (3.8)$$

ou

$$PR_i = \frac{\max |x_i(t)|^2}{E[|x_i(t)|^2]} \quad (3.9)$$

Ici $E[|x_i(t)|^2]$ représente la puissance moyenne du signal émis par la i^{eme} antenne.

Dans notre étude, nous nous intéressons au PR à la réception (à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit LNA) noté PR_{MIMO-r} . Ainsi, nous définissons le PR d'un système MIMO à la réception comme le PR calculé sur une des antennes réceptrices, c'est-à-dire le PR de la somme des signaux reçus sur cette antenne :

$$PR_{MIMO-r} = PR\{y_j\} \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^{N_t} h_{ji} x_i + b_j \\ j = 1, \dots, N_r \end{array} \right\} \quad (3.10)$$

3.7 Analyse du PR des systèmes MIMO-OFDM :

Le modèle de transmission pour les systèmes MIMO que nous avons vu en début de ce chapitre est un modèle à une bande étroite. Dans ce cas, le coefficient de propagation entre deux antennes est représenté par un nombre complexe. Si on élargit la bande passante, le canal peut être représenté par un filtre dont le nombre de coefficients dépend de la largeur de la bande considérée. La matrice de canal H devient alors une matrice de vecteurs, chaque vecteur correspondant au canal entre deux antennes. Ceci complique beaucoup le récepteur MIMO, et actuellement une solution simple et efficace est largement étudiée [2]: la bande passante du système est

divisée en sous-bandes étroites indépendantes, le récepteur MIMO travaillant indépendamment dans chaque sous bande.

La division en sous-bandes indépendantes est réalisée grâce à la modulation OFDM, solution classique sur les canaux à évanouissements.

3.7.1 Principe de l'association MIMO et OFDM :

Comme nous venons de le voir, une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de N_t et N_r antennes.

Les antennes sont disposées, de la façon la plus communément utilisée, appelée en anglais Uniform Linear Array (ULA). Les antennes sont alignées et uniformément espacées. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par : $\Delta = \frac{d}{\lambda}$ où d est l'espace séparant deux antennes et λ la longueur d'onde. La figure (3.4) présente le schéma de la chaîne de transmission du système MIMO-OFDM considérée dans la suite de ce chapitre.

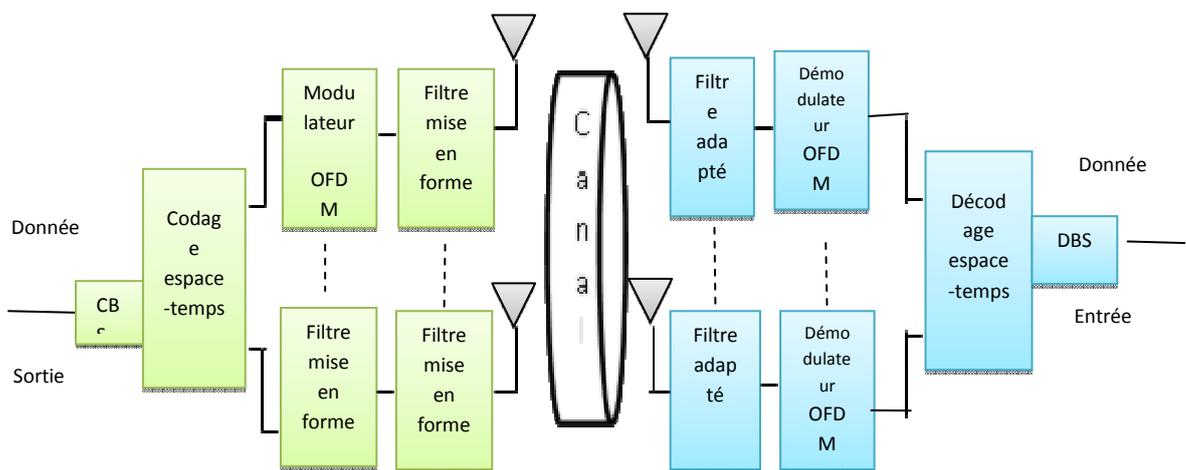


Figure.3.5: Principe d'un système MIMO-OFDM.

1. La séquence binaire passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de m bits un symbole complexe selon une constellation de taille 2^m .
2. les symboles complexes sont par la suite répartis afin qu'ils soient transmis sur les N_t antennes de transmission. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de $N \times N_t$ échantillons à émettre, où N représente le nombre de sous-porteuses pour le signal OFDM. Ainsi l'utilisation d'un modulateur espace-temps s'avère être une solution efficace afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes,
3. les symboles passent ensuite à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre de mise en forme,
4. le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par le milieu de propagation,
5. à la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur espace-temps, du démodulateur numérique.

3.8 Analyse du PR d'un système MIMO-OFDM basé sur un schéma d'Alamouti :

3.8.1 Le codage Spatio-Temporels en Bloc (STBC) :

Avant de détailler cette analyse du PAPR, commençons d'abord par expliquer le principe du codage Alamouti. Le codage Alamouti est cas particulier de ce qu'on appelle codage **Spatio- Temporels en Bloc (STBC)**. Le principe consiste à introduire une redondance d'information entre deux antennes d'émission et améliorer ainsi la robustesse pour une même puissance d'émission mais sans gagner du débit. Dans le cas **MISO**, qui sera d'ailleurs le cas considéré dans les simulations, on utilise deux antennes d'émission et une seule en réception est illustrée sur la figure suivante :

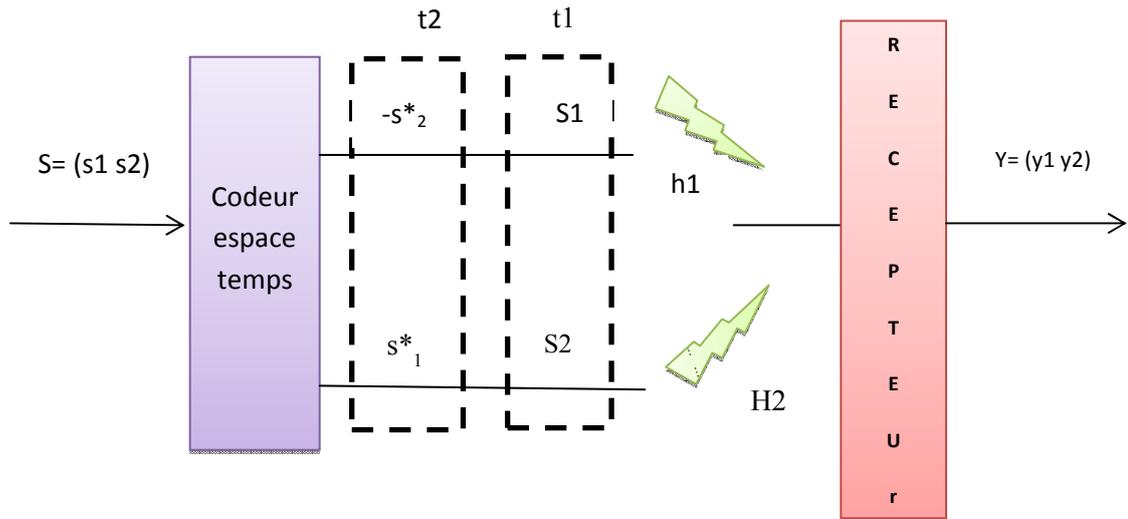


Figure 3.6 : Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti.

A la sortie du codeur espace-temps, les antennes d'émission Tx_1 et Tx_2 envoient respectivement, les symboles s_1 et s_2 , durant le premier temps symbole t_1 . A temps symbole d'après, les symboles $(-s_2^*$ et $s_1^*)$ sont émis. Les canaux (h_1 et h_2) sont supposés statiques durant (t_1 et t_2).

Au niveau du récepteur, le signal reçu est la combinaison des symboles reçus affectés par les différents canaux.

$$y = S \times h + b \quad (3.11)$$

avec $y = [y_1 y_2]^T$ le vecteur signal reçu, $h = [h_1 h_2]^T$ le vecteur canal, $b = [b_1 b_2]^T$ le vecteur bruit et S la matrice des symboles codés.

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Le développement des éléments de l'équation mène au système d'équations [3] suivant:

$$y_1 = s_1 h_1 + s_2 h_2 + b_1 \quad (3.13)$$

$$y_2 = -s_2^* (-h_1) + s_1^* h_2 + b_2 \quad (3.14)$$

En conjuguant la deuxième équation du système, on peut écrire [3] :

$$y_1 = s_1 h_1 + s_2 h_2 + b_1 \quad (3.15)$$

$$y_2^* = s_1 h_2^* - s_2 h_1^* + b_2^* \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

3.8.2 L'analyse du PAPR dans le cas d'un canal BBAG :

La figure (3.6) illustre un système MIMO-OFDM (en fréquence porteuse) basé sur un schéma d'Alamouti 2 x 2

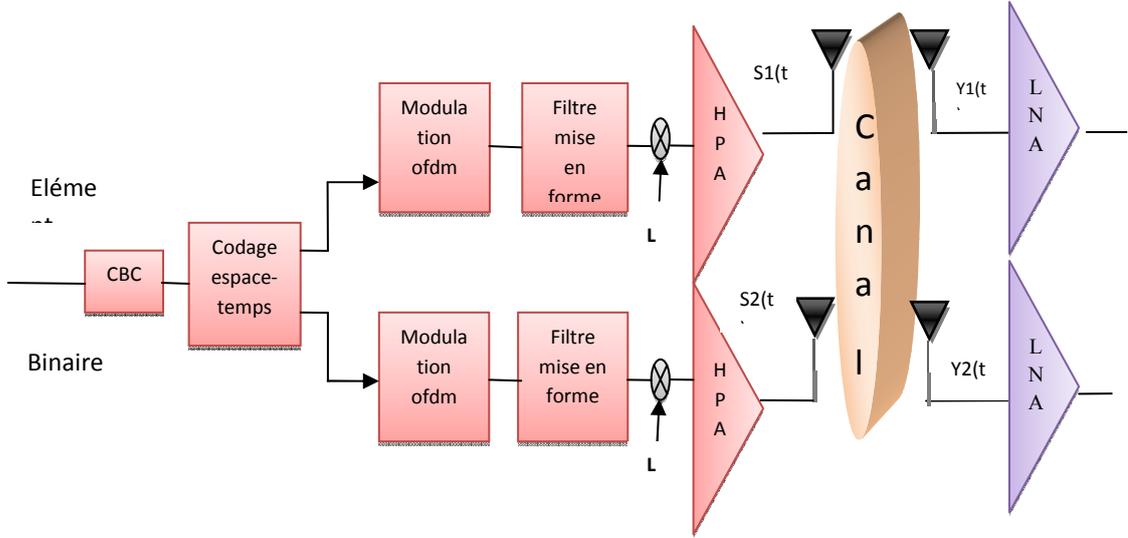


Figure 3.7 : système MIMO-OFDM basé sur un schéma d'Alamouti

Dans cette partie, nous analysons la distribution du PR du signal $y_1(t)$ exprimé comme

$$y_1(t) = S_1(t) + S_2(t) + b(t) \quad (3.18)$$

Où $b(t)$ est un BBAG et $s_1(t)$, $s_2(t)$ sont des signaux OFDM issus des antennes d'émission.

Considérons $z_1(t) = y_1^2(t)$ la probabilité densité de probabilité (PDF) de n'importe quel échantillon de $z_1(t)$ est alors donnée par :

$$f_{z_1}(z_1) = \frac{1}{\sqrt{z_1}} f_{y_1}(\sqrt{z_1}) U(z_1) = \frac{1}{\sqrt{z_1}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{y_1}} e^{-\frac{z_1}{2\sigma_{y_1}^2}} U(z_1) \quad (3.19)$$

Où $\sigma_{y_1}^2$ est égale à $\sigma_{y_1}^2 + \sigma_{y_1}^2 + \sigma_{y_1}^2$, f_{y_1} suit une loi gaussienne et U est la fonction d'échelon unité.

Puis, nous pouvons obtenir la fonction de répartition de z_1 par intégration de (3.19) comme :

$$F_{z_1}(z_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{y_1}} \int_0^{z_1} \frac{1}{\sqrt{v}} e^{-\frac{v}{2\sigma_{y_1}^2}} dv = \text{erf}\left(\frac{\sqrt{z_1}}{\sqrt{2}\sigma_{y_1}}\right) \quad (3.20)$$

Ainsi, la CCDF du PR du signal reçu $y_1(t)$ est approximativement donnée par :

$$PR[PR\{y_1(t)\} > PR_0] \approx 1 - \left(\operatorname{erf}\left(\frac{\sqrt{PR_0}}{\sqrt{2}}\right) \right) \quad (3.21)$$

Nous remarquons que l'expression obtenue en est la même que celle obtenue pour le cas SISO-OFDM en. Donc ce résultat peut être généralisé : dans un canal BBAG et pour des systèmes de MIMO-OFDM, les signaux émis et reçus suivent des lois gaussiennes. La conséquence est que le canal BBAG n'influence pas la distribution de PR des signaux reçus, quelque soit le rapport signal sur bruit, dans un contexte MIMO-OFDM.

3.9 Conclusion :

Lorsque le canal MIMO est sélectif en fréquence, ce qui est le cas en pratique, l'association avec l'OFDM présente l'intérêt d'être simple à mettre en œuvre et valable quelle que soit la technique multi-antenne considérée. Pour ces systèmes, nous avons analysé le PR du signal reçu perturbé par le canal BBAG.

En se basant sur une analyse mathématique appuyée par des simulations, nous avons montré que le signal sur une des antennes de réception d'un système MIMO-OFDM a une distribution égale à celles des signaux émis, et ceci pour un canal BBAG. Le PR n'est donc pas dégradé.

Chapitre4 Simulations et résultats

4.1 Introduction :

Après avoir étudié et présenté la technique OFDM et l'analyse analytique du power ratio dans un système SISO et MIMO-OFDM, on va essayer d'évaluer les performances d'un système multi-porteuses OFDM, surtout en terme du PAPR en examinant la fonction de répartition CCDF. Le logiciel utilisé pour les simulations dans ce mémoire est le Matlab.

L'objectif de ce chapitre donc est de simuler et présenter dans un premier temps, les effets non linéaires introduits par les amplificateurs de puissance de type SSPA, et ensuite l'analyse du PAPR du signal OFDM dans plusieurs contextes. Tout d'abord commence par illustrer les conséquences de la non linéarité de l'AP pour différentes valeurs du recul IBO. Ensuite dans un deuxième temps, on procède à l'analyse du CCDF du *PAPR* dans plusieurs contextes en comparant pour certains cas les résultats des simulations avec les approximations analytiques théoriques. Voici principalement les différents scénarios qu'on propose d'examiner :

- SISO-OFDM en bande de base.
- SISO-OFDM en bande transposée.
- SISO-OFDM à la réception avec un canal BBAG.
- SISO-OFDM à la réception avec un canal de Rayleigh.
- MIMO-OFDM en bande de base.
- MIMO-OFDM en bande transposée.
- MIMO-OFDM à la réception avec un canal BBAG.
- MIMO-OFDM à la réception avec un canal de Rayleigh.

4.2 Les effets non linéaires de l'amplification :

Comme nous l'avons vu dans le deuxième chapitre ; il existe une grandeur qui définit l'influence de la non linéarité de l'amplificateur sur un signal donné, appelée recul d'entrée (Input Back Off) IBO, cette grandeur représente le rapport entre la puissance de saturation ramenée à l'entrée de l'amplificateur et la puissance moyenne du signal.

$$IBO = 10 \log_{10} \left[\frac{x_{sat}^2}{\frac{1}{T} \int |x(t)|^2 dt} \right] [\text{dB}] \quad (4.1)$$

Tout d'abord exprimons l'entrée de l'amplificateur de puissance sous la forme suivante:

$$x(t) = |x(t)| e^{j \arg\{x(t)\}} = \rho(t) e^{j\varphi(t)} \quad (4.2)$$

La sortie est exprimée selon l'équation suivante :

$$\tilde{x}(t) = A(\rho(t)) e^{j[\varphi(t) + \phi(\rho(t))]} \quad (4.3)$$

$A(\rho)$ et $\phi(\rho)$ Sont respectivement les conversions AM/AM et AM/PM de l'amplificateur non linéaire. Le modèle SSPA est parmi les modèles les plus utilisés pour représenter un amplificateur non-linéaire de puissance.

4.2.1 SSPA (a solid-state amplifier) :

$$A(\rho(t)) = \frac{v\rho(t)}{\left[1 + \left(\frac{v\rho(t)}{A_0}\right)^{2p}\right]^{1/2p}} \quad (4.4)$$

$$\phi(\rho(t)) \approx 0 \quad (4.5)$$

Avec $A_0 = vA_{sat}$ est l'amplitude de saturation et p un entier qui permet d'ajuster la transition entre la région linéaire est la région de saturation.

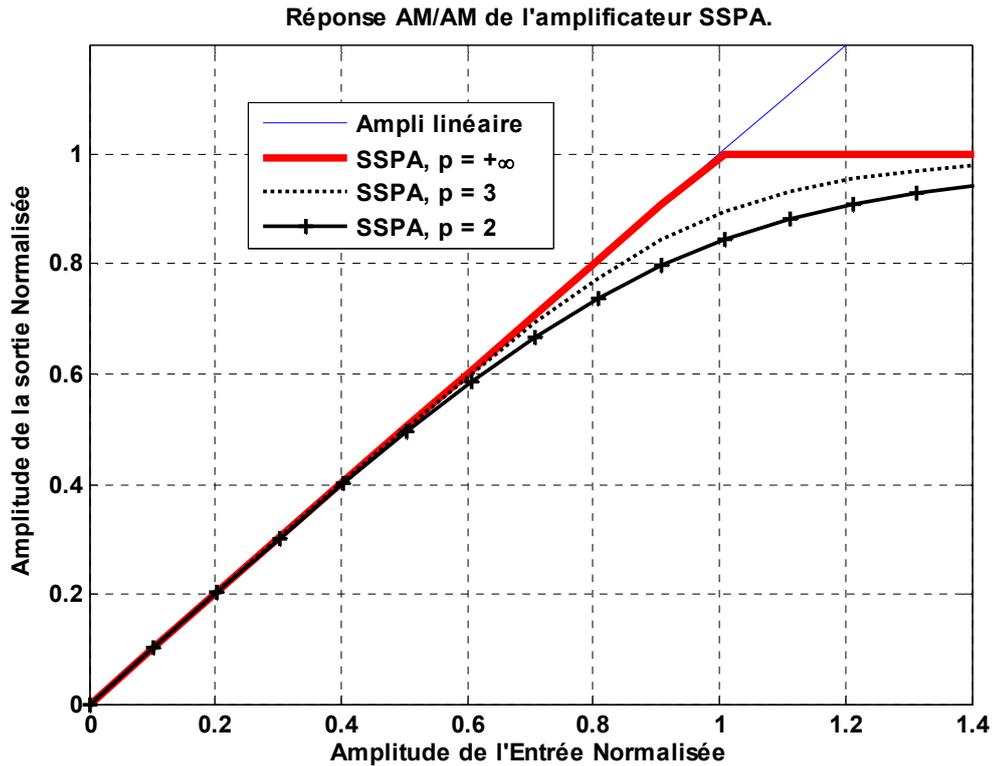


Figure 4.1 :Caractéristique AM/AM d'un amplificateur SSPA.

La figure 4.1, nous montre la caractéristique AM/AM d'un amplificateur SSPA selon l'équation (4). On remarque bien qu'à partir d'une certaine puissance à l'entrée, l'amplificateur SSPA ne délivre plus une puissance de sortie linéaire à l'entrée. Ceci est valable dans la zone de saturation, sinon avant ça c'est la zone linéaire de l'amplificateur de puissance. Le point à partir duquel l'amplificateur fonctionne en saturation dépend de la quantité IBO donnée par (1).

Quel est donc l'impact d'IBO sur les distorsions non linéaires ?

La figure 4.2 montre les effets non linéaires de l'amplification SSPA sur le spectre OFDM pour différentes valeurs d'IBO. On utilise une modulation de type 16-QAM et $N = 1024$ sous-porteuses.

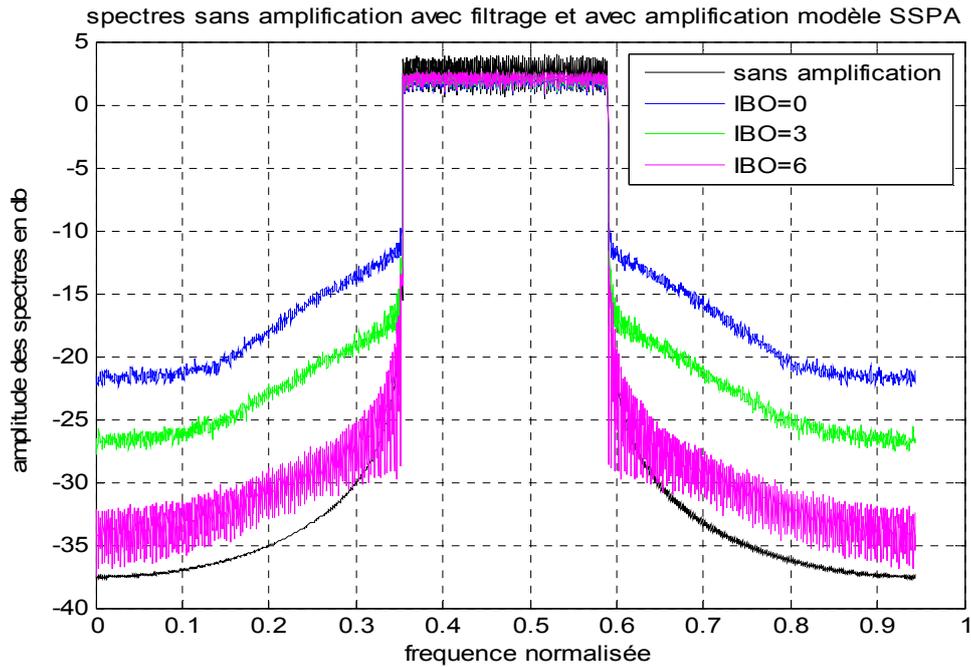


Figure 4.2 : Spectre d'un signal OFDM 16-QAM, $N = 1024$ pour différentes valeurs de IBO et avec un amplificateur SSPA.

D'après la figure 4.2, on constate qu'en diminuant IBO il y a rehaussement de la puissance en dehors de la bande et une diminution de la puissance dans la bande utile. En fait pour expliquer le rapport entre IBO et la non-linéarité, on peut dire que plus le recul d'entrée IBO est élevé, plus l'amplificateur est surdimensionné par rapport au signal à amplifier et par conséquent, moins il y a des distorsions dû à la non-linéarité. L'augmentation de l'IBO implique le rapprochement de la zone linéaire et la diminution du IBO implique le rapprochement de la zone de saturation ce qui a pour conséquence la génération des produits d'intermodulation et des harmoniques.

4.3 PAPR du signal SISO-OFDM :

Avant de donner les résultats obtenus, rappelons que la fonction de distribution complémentaire (CCDF) théorique du signal en bande de base est donnée par :

$$\text{Prob}(\text{PAPR} > \text{PAPR}_{\text{seuil}}) = 1 - (1 - e^{-\text{PAPR}_{\text{seuil}}})^{2.8 \times N} \quad (4.6)$$

Cette expression analytique est valable pour N grand et un facteur de sur-échantillonnage $L \geq 4$. Comparant à présent le résultat des simulations avec

cette expression analytique pour $L = 4$ et $N = 1024$ et une modulation 16-QAM. Ceci est illustré par la figure 4.3. On remarque bien que les deux courbes se superposent donc l'expression (4.6) est une bonne approximation du PAPR d'un signal OFDM en bande de base pour N grand.

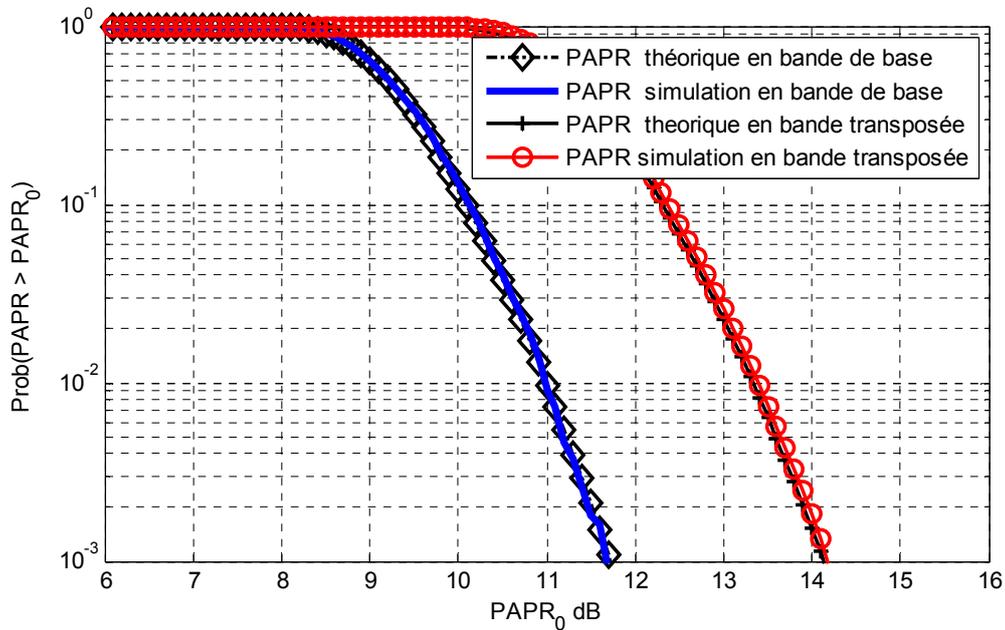


Figure 4.3 : CCDF du PAPR théorique et en simulation du signal émis SISO-OFDM en bande de base et en bande transposée avec 4-QAM, $N = 1024$ et $L = 4$.

4.3.1 PAPR d'un signal SISO-OFDM en Bande Transposée

Toujours dans la figure 4.3, on présente les résultats du calcul du PAPR du signal en bande transposée sans et avec un bruit blanc gaussien. On remarque que le PAPR en bande de base est plus faible que celui en bande transposée. A un $CCDF = 10^{-3}$, il y a une différence de presque 2.5 dB. Ceci s'explique par le fait que la puissance moyenne en bande transposée est la moitié de celle en bande de base.

4.3.2 PAPR d'un signal SISO-OFDM à la réception

Afin de calculer le PAPR en bande transposée à la réception, on va se mettre dans le contexte du canal BBAG seulement et puis dans le contexte canal de Rayleigh.

Pour le cas canal à bruit blanc seulement, nous avons fait varier le SNR de -10 à 30 dB, les résultats de nos simulations ont montré que le bruit n'a pas vraiment d'influence sur le PAPR.

Par contre dans le cas d'un canal de Rayleigh, nous avons obtenu un résultat différent. Pour cela nous avons généré 04 canaux de Rayleigh. Chaque canal est caractérisé par un nombre différent de trajets, de puissances et de retards comme le montre le tableau 4.1.

Canal 1 17 trajets	<p>Les puissances en dB: [0 -2 -5 -8 -10 -12 -15 -18 -20 -21 -25 -29 -30 -35 -40 -50]</p> <p>Les retards sont : [0 3 5 7 8 10 15 20 22 25 28 30 33 60 70 80]*Ts .</p> <p>SNR = 10 dB.</p>
Canal 2 5 trajets	<p>Les puissances en dB: [0 -8 -11 -21 -29 -5] .</p> <p>Les retards sont : [0 3 5 60 10 200]*Ts .</p> <p>SNR = 10 dB.</p>
Canal 3 4 trajets	<p>Les puissances en dB: [0 -8 -17 -21 -25] .</p> <p>Les retards sont : [0 3 5 6 8] *Ts .</p> <p>SNR = 10 dB.</p>
Canal4 1 trajet	<p>Les puissances en dB: [0 -25] .</p> <p>Les retards sont : [0 8] *Ts .</p> <p>SNR = 10 dB.</p>

Tableau 4.1 : Les différents canaux de Rayleigh utilisés.

Les réponses en fréquence des 04 canaux sont données par la figure 4.3. On remarque bien que selon le nombre de trajets, les puissances et surtout les retards, les allures des réponses en fréquence présentent des sélectivités différentes. Par exemple le canal 1 est peu sélectif et il est presque plat car il y a que deux trajets. Le canal 2 est très sélectif en fréquence parce-que la valeur du cinquième trajet est très élevé.

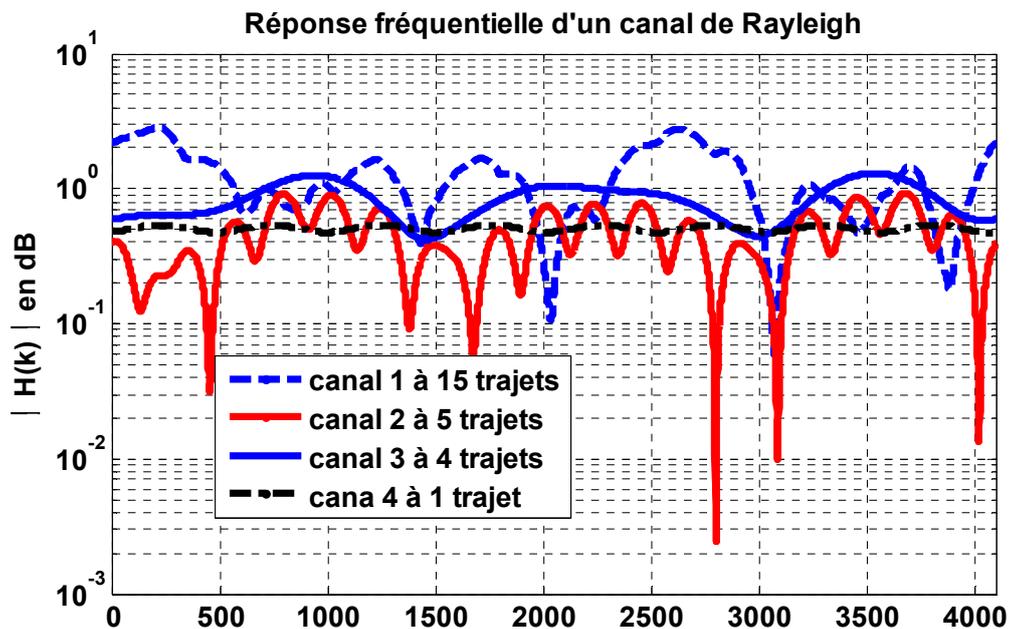
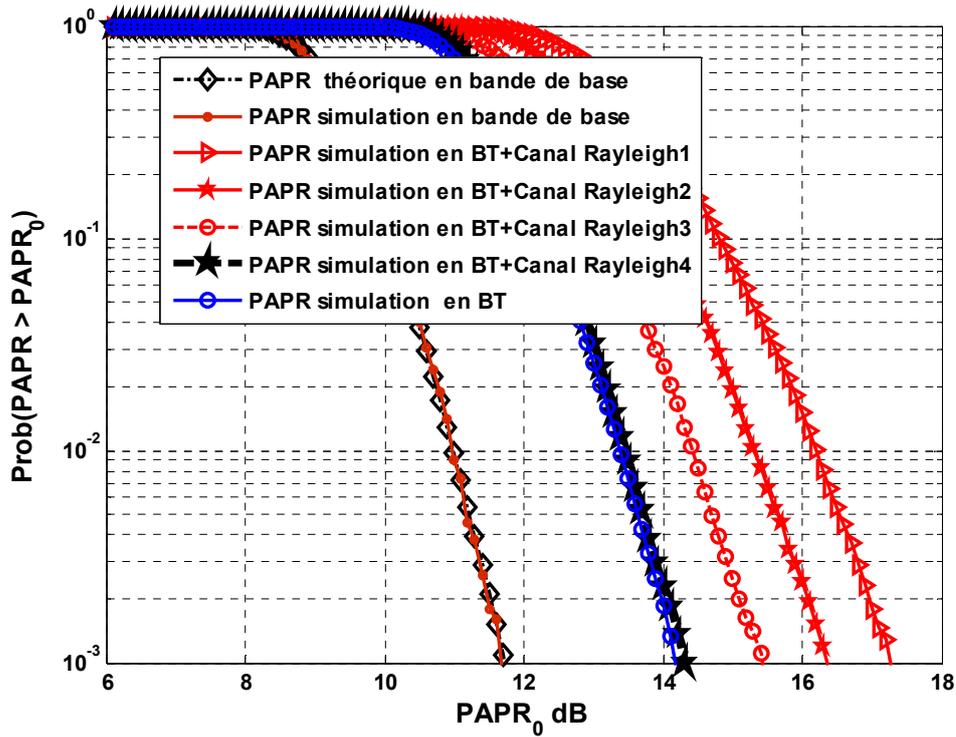


Figure 4.4 : CCDF du PAPR en simulation du signal reçu SISO-OFDM en bande transposée pour différents canaux de Rayleigh avec 4-QAM, $N = 1024$ et $L = 4$.

La figure 4.4, illustre les résultats du PAPR d'un signal SISO-OFDM reçu à travers un canal de Rayleigh avec un SNR = 10 dB. On observe que le PAPR du signal reçu à travers

le canal 1 est très élevé par rapport aux autres. Ceci s'explique par les puissances élevées des trajets de ce canal qui s'ajoutent à la réception augmentant ainsi le PAPR. Pour le canal 1, le PAPR reste presque identique car ce canal est presque plat et ne modifie pas le signal reçu.

4.4 PAPR du signal MIMO-OFDM :

4.4.1 PAPR d'un signal MIMO-OFDM à l'émission :

Nous avons vu au chapitre 3, que le PAPR d'un signal MIMO-OFDM à l'émission avec N_t antennes est calculé en prenant le maximum du PAPR sur ces antennes :

$$PAPR_{MIMO-OFDM} = \max_{1 \leq i \leq N_t} PR_i \quad \text{ou} \quad PR_i = \frac{\max |x_i(t)|^2}{E[|x_i(t)|^2]}$$

L'expression analytique est donnée théoriquement par l'expression suivante :

$$\text{Prob}(PAPR > PAPR_{seuil}) = 1 - (1 - e^{-PAPR_{seuil}})^{2.8 \times N_t \times N} \quad (7)$$

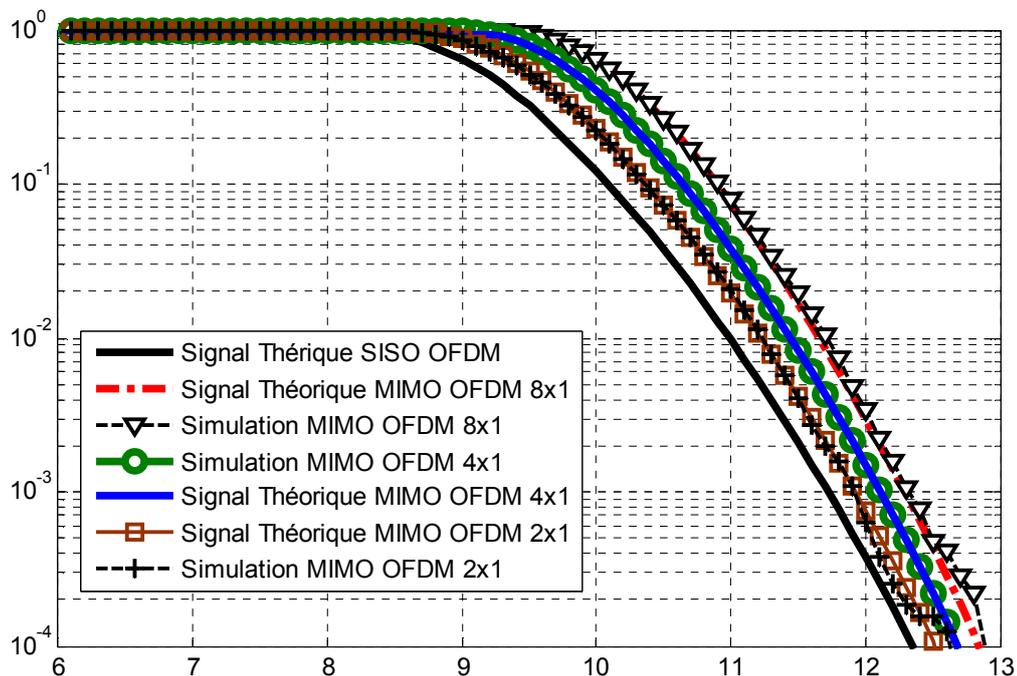


Figure 4.5 :CCDF du PAPR du signal émis pour MIMO- OFDM avec $N=1024$, $L=4$ et 4-QAM.

La figure 4.5 confirme bien par des simulation cette expression théorique et observe que le PAPR est proportionnel au nombre d'antennes utilisées.

4.4.2 PAPR d'un signal MIMO-OFDM à la réception :

Afin de simuler un canal MIMO-OFDM, nous avons opté pour la structure STBC d'Alamouti avec deux antennes à l'émission comme le montre la figure 4.6. D'une manière similaire au cas SISO, le PAPR ne change pas vraiment pour un canal à BBAG seulement, par contre sur un canal de Rayleigh, la nature du canal influe énormément sur le PAPR du signal reçu.

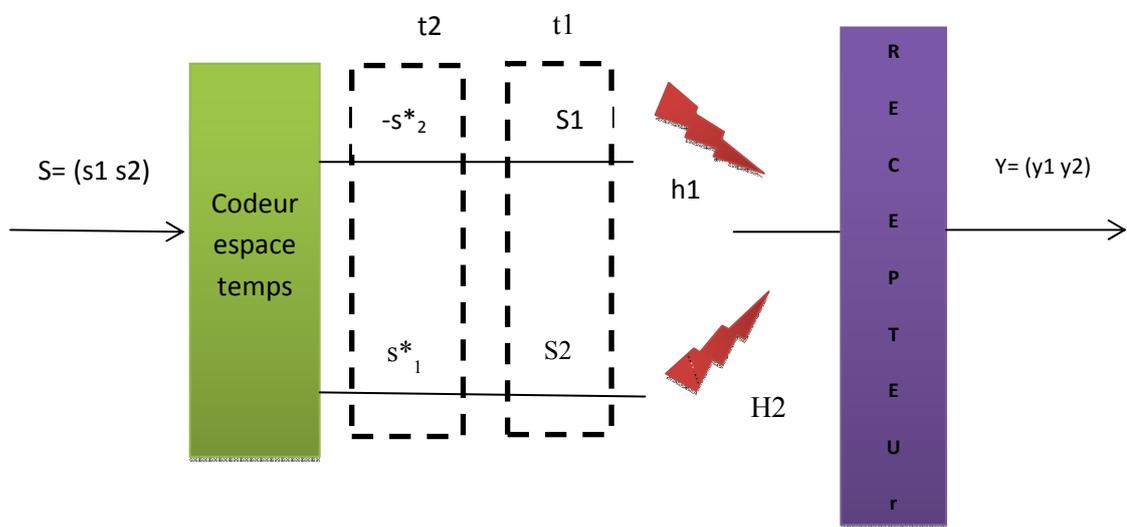


Figure 4.6 : Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti.

La figure 4.7, montre les résultats obtenus que le PAPR du signal reçu via deux antennes à travers un canal de Rayleigh augmente en comparant avec celui à l'émission. Cette augmentation dépend bien sûr des gains en fréquence des canaux H1 et H2.

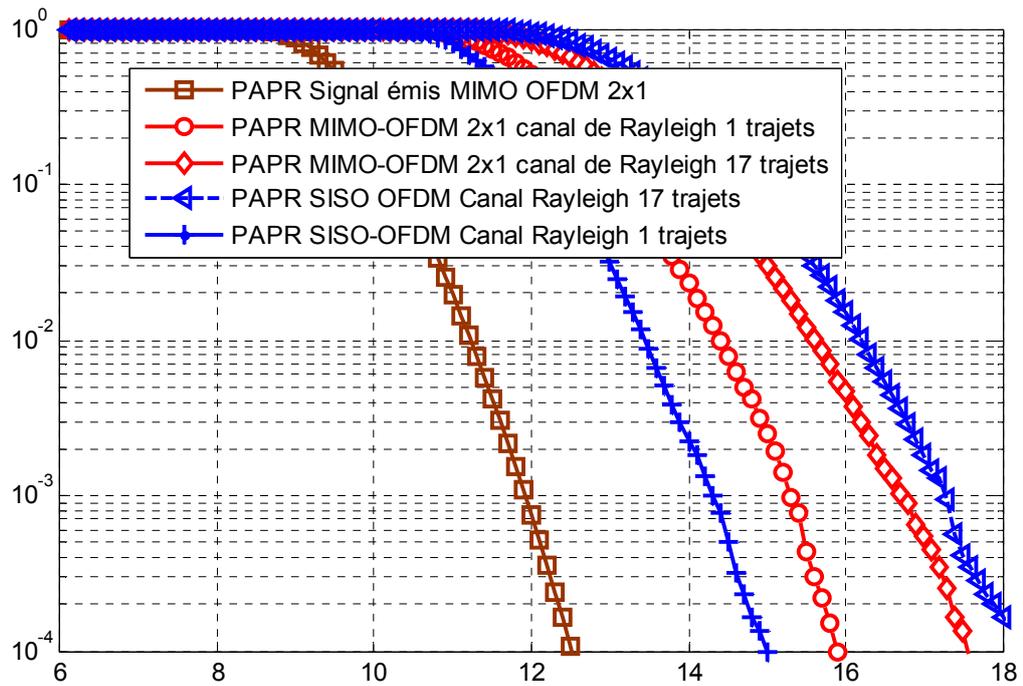


Figure 4.7 :CCDF du PAPR des signaux reçus via les canaux de Rayleigh SISO et MIMO-OFDM avec $N=1024$, $L=4$ et 4-QAM.

La différence entre le PAPR du signal MIMO-OFDM pour un canal de Rayleigh à 1 trajet et celui à 17 trajets est presque de 1.5 dB pour un $CCDF = 10^{-4}$.

4.5 Conclusion :

L'objectif de ce mémoire concerne l'analyse du PAPR dans les systèmes SISO et MIMO OFDM.

Nous avons présenté le modèle d'amplificateur SSPA et décrit l'effet de la non linéarité et la zone de saturation. Nous avons montré les effets non linéaires de l'amplification SSPA sur le spectre OFDM pour différentes valeurs d'IBO, après nous avons analysé le PAPR pour les résultats suivants :

- Le système SISO-OFDM pour un canal gaussien et Rayleigh sélectif en fréquence et les différentes valeurs de SNR pour un canal gaussien.
- Le système MIMO-OFDM pour un canal gaussien et Rayleigh sélectif en fréquence.

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous avons eu comme objectif d'analyser le facteur de crête ou le PR dans les contextes SISO et MIMO, en bande de base et bande transposée, à l'émission et à la réception. Nous avons essayé d'éclaircir aussi les confusions souvent faites dans l'usage des paramètres tels que le PAPR ou le CF (qui expriment aussi la notion de variation de puissance), d'où l'appellation Power Ratio pour désigner tout simplement le rapport de puissance maximale instantanée et puissance moyenne d'un signal. Nous avons ensuite établi les expressions analytiques du PR pour le canal BBAG et nous avons déduit que le canal BBAG ne modifie ce dernier.

Lorsque le canal MIMO est sélectif en fréquence, ce qui est le cas en pratique, l'association avec l'OFDM présente un intérêt important. Nous avons présenté les systèmes MIMO en définissant le modèle du canal et les capacités. A l'émission nous avons vu que le PR est proportionnel au nombre d'antennes utilisées. A la réception, nous avons analysé le PR du signal reçu perturbé par des canaux BBAG et de Rayleigh. En se basant sur une analyse mathématique appuyée par des simulations, nous avons montré que le signal sur une des antennes de réception d'un système MIMO-OFDM a une distribution égale à celles des signaux émis, et ceci pour un canal BBAG. Le PR n'est donc pas dégradé. En ce qui concerne le canal de Rayleigh à trajets multiples, les développements montrent que le PR dépend de la nature du canal observé (puissances et retards).

Bibliographie

[1] Basel Rihawi : 'Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi-antennes' L'UNIVERSITÉ DE RENNES I, thèse doctorat, Mars 2008.

[2] Patrice KADIONIK : 'bases de transmissions numériques les modulations numériques', École nationale supérieure électronique informatique radiocommunications, Bordeaux.

[3] Virgine Dégardin : 'Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur réseau électrique basse tension' PhD thesis , Université de Sciences et Technologies de Lille, Dec. 2002.

[4] Marc Engels: 'Wireless OFDM systems: how to make them work?', Kluwer international series in engineering and computer science. 2002.

[5] Ahmad R. S. Bahai and Burton R. Saltzberg: 'Multi-Carrier Digital Communication, Theory and Applications of OFDM', Plenum Publishers, 1999.

[6] Bertrand Muquet : 'Nouveaux schémas de réception et décodage pour les systèmes OFDM sans fil avec préfixe cyclique ou zéro-padding' PhD thesis, École nationale supérieure des télécommunications, Juin 2001.

[7] Désiré GUEL : 'Étude de nouvelles techniques de réduction du facteur de crête à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses' Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes, novembre 2009.

- [8] S. Shepherd, J. Orriss, and S. Barton: 'Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division multiplex modulation', IEEE Trans. Commun, 46(1):5–10, Jan. 1998.
- [10] R. van Nee and A. de Wild: 'Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM'. In 48th IEEE VTC Conference, volume 3, pages 2072–2076, may 1998.
- [12] R.F.H. Fischer and M. Hoch : 'Peak-to-Average Power Ratio Reduction in MIMO OFDM', IEEE International Conference on Communications (ICC07), Glasgow, United Kingdom, June 2007
- [13] R. Liu and L. Tong, "Special issue on blind systems identification and estimation", Proceedings of the IEE, volume 86, No. 10, October 1998.
- [14] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading", IEEE Transactions on Information Theory, pages 139-157, January 1999.
- [15] G. J. Foschini and M. J. Gans: 'On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas', Wireless Personal Communications, volume 6, pages 311-335, March 1998.
- [16] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela: 'V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel', In Proceedings of the URSI International Symposium on Signal, Systems.
- [17] H. Bölcskei, D. Gesbert and A. J. Paulraj : 'On the capacity of OFDM-based multiantenna systems', Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Istanbul, Turkey, June 2000.