

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 Master

Mention Électronique  
Spécialité Télécommunication et réseaux

présenté par

Melab Fatima

&

Bouchemit Lilia

---

# Allocation efficace de la modulation pour un canal UWB-MIMO de type Nakagami

---

Proposé par : Ait Saadi Hocine

Année Universitaire 2015-2016

# Dédicace

*A cœur vaillant rien d'impossible*

*A conscience tranquille tout est accessible*

*Quand il y a la soif d'apprendre*

*Tout vient à point à qui sait attendre*

*Quand il y a le souci de réaliser un dessein*

*Tout devient facile pour arriver à nos fins*

*Malgré les obstacles qui s'opposent*

*En dépit des difficultés qui s'interposent*

*Les études sont avant tout*

*Notre unique et seul atout*

*Ils représentent la lumière de notre existence*

*L'étoile brillante de notre réjouissance*

*Comme un vol de gerfauts hors du charnier natal*

*Nous partons ivres d'un rêve héroïque et brutal*

*Espérant des lendemains épiques*

*Un avenir glorieux et magique*

*Souhaitant que le fruit de nos efforts fournis*

*Jour et nuit, nous mènera vers le bonheur fleuri*

*Aujourd'hui, ici rassemblés auprès des jurys,*

*Nous prions dieu que cette soutenance*

*Fera signe de persévérance*

*Et que nous serions enchantés*

*Par notre travail honoré*

# Dédicace

*Pour mes chers parents Amina et Nassim*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu 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 vos sacrifices que vous as consentis pour mon éducation et ma formation , Je vous dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse Dieu, le tout puissant, vous préserver et vous accorder santé, longue vie et bonheur.*

*A mon très cher mari Samir Terchi*

*Quand je t'ai connu, j'ai trouvé l'homme de ma vie, mon âme et la lumière de mon chemin. Ma vie à tes cotés est remplie de belles surprises. Tes sacrifices, ton soutien moral et matériel, ta gentillesse sans égal, ton profond attachement m'ont permis de réussir mes études , 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.*

*A mes Sœurs Bouchra Et Raouda et mes frères Mohamed et Mehdi pour la présence et le soutien ont été indéfectible pendant les moments difficiles.*

*A l'ensemble de ma grande famille mes chers tante surtout ma tante Sihem à mes oncles ma grand-mère mes cousins Hania Rym Maria et a ma belle famille Vous m'avez accueilli à bras ouverts dans votre famille. En témoignage de l'attachement, de l'amour et de l'affection que je porte pour vous.*

*A tous mes ami(e)s dont la sympathie et le soutien moral m'ont été précieux Houda Nabila Wassila*

*A notre cher et dynamique professeur Ait Saadi*

*Un remerciement particulier et sincère pour tous vos efforts fournis. Vous avez toujours été présente.*

*Que ce travail soit un témoignage de ma gratitude et mon profond respect.*

*Bouchemit Lilia*

# *Dédicace*

*En ce moment qui constitue un tournant particulièrement important de ma jeunesse, mes sentiments et mes premières pensées vont vers mes très chers parents sans qui je n'aurai jamais pu parvenir au stade actuel de mon instruction.*

*C'est grâce à leur amour, sacrifices, encouragements et leurs prières que j'ai pu réussir dans mes études*

*Je leur témoigne par cette consécration toute ma gratitude et ma profonde affection.*

*A mes frères, mes sœurs dont la présence et le soutien ont été indéfectible pendant les moments difficiles.*

*A mes anges, ma nièce aya et mon neveu Abd rehmane*

*A tous les membres de la famille MELAB*

*A tous mes ami(e)s dont la sympathie et le soutien moral m'ont été précieux.*

*A notre cher et dynamique professeur Ait Saadi Un remerciement particulier et sincère pour tous vos efforts fournis. Vous avez toujours été présente*

*Enfin, je rends vibrant hommage à tous mes professeurs, enseignants, et tous ceux qui de près ou de loin m'ont aidé à réaliser et finaliser ce travail.*

*Quoi que l'on fasse, nous nous sommes et ne resterons que de simples disciples devant nos mettre*

*Melab fatma*

## Remerciements

---

*Le travail présenté dans ce mémoire a été mené au sein du Laboratoire Réseau et télécom au niveau de département électronique sous la direction du MeBensebti et tous les enseignants du département).*

*Notre mission était alors d'explorer un nouveau champ de recherche afin de préparer ce projet de fin d'étude. On a alors eu la chance de lire beaucoup d'articles et de thèses, de comprendre un peu, d'améliorer notre niveau de la langue anglaise puisque dans ce domaine les documents sont beaucoup plus en anglais.*

*Tout d'abord nous remercions également Monsieur Ait Saadi Hocine pour l'aide et les conseils pour ce projet de fin d'études, merci pour votre disponibilité, vos encouragements, vos conseils et surtout pour votre humour .*

*Naturellement, j'exprime mes gratitudes aux membres du jury d'avoir acceptés d'examiner notre travail.*

*Louange a dieu le tout puissant qui nous a aidé et guidé pour accomplir ce modeste travail. En ces moments mémorables ou notre travail tire à sa fin nous tenons à remercier tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce projet de fin d'études.*

*Enfin sans oublier à cette occasion de remercier toutes nos amies G.Houcine , T.Meriem, A.Mounia , B.Abdelatif , B.Maya ,B.Imane ,D.Malika,K.Amina ,S.Ilyes ,Farid,etH.Hichem, B.Sara et B.Toufik .*

## Introduction générale

---

L'UWB est à associer à l'utilisation d'impulsions dans le domaine temporel qui débuta il y a une cinquantaine d'années, avec les premières recherches autour des applications radars. Ainsi, la terminologie UWB désigne au départ des formes d'onde sans porteuses (carrier-free) faites d'impulsions de durée très courte ( $<ns$ ). En effet, un système a sa résolution en distance qui est inversement proportionnel à sa largeur de bande[7].

Aujourd'hui, les systèmes de communication sans fil sont de plus en plus présents dans notre vie quotidienne, les applications destinées aux réseaux sans-fils sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission de plus en plus importants.

L'objectif de cette étude de la technologie UWB en système MIMO est d'augmenter la capacité du canal en augmentant le nombre d'antenne à l'émission et à la réception en adoptant une technique d'allocation des puissances pseudo optimale mais efficace et une modulation adaptative qui consiste à définir sur chacune des sous-bandes, la taille de constellation la plus adéquate en fonction du SNR.

Ce rapport est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, des généralités sur la radio communication et la technologie Ultra large bande UWB .

Dans le second chapitre nous présenterons la modulation multi-porteuse OFDM , son principe de fonctionnement, la notion d'orthogonalité , son principe de modulation et démodulation ainsi les avantages et inconvénients .

Dans le troisième chapitre nous allons parler des différents modèles de canaux UWB S-V et le modèle d'évanouissement à petite échelle en SISO et MIMO , de la notion de capacité du canal pour le cas MIMO en continu et discret .

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à l'étude et la simulation de système UWB-MIMO et les résultats de l'algorithme par allocation efficace des ressources (bits et puissances) avec un multiplexage fréquentiel et spatial, on parle alors de modulation adaptative. Le logiciel utilisé est le logiciel MATLAB. Une comparaison est réalisée entre les débits atteignables avec l'algorithme proposé sur différents systèmes de transmission : SISO (1x1), MIMO (2x2), et (4x4).

Dans la conclusion générale, nous ferons un résumé des quatre chapitres

---

## ملخص:

UWB اقناة الأماكنالمغلقة هيقناة انتقائيةتردد تتميز اسعةالنطاقالتردددي. ويركز هذاالمشروععلالمواردالفعالوةالعمليةمعتخصيصتعديلاالتكيفاتحقيقاًقصدمنأنظمة MB UWB الإنتاجيةفيSISOوMIMOالسياق. علماقتراضمعرفتكامللةلقناةنقلواستخدامنظامMIMO،يقترحللالتكيفمعتديلوالقدرةعلالاختلافاتفيالقناةلتصلايسرعاتعاليةجدا،معالأخذبعينالاعتبارالقيودالمختلفة

كلمات المفاتيح قدرة القناة , OFDM , Ultra Wide-Band (UWB), MIMO, SISO

---

## Résumé :

Le canal *UWB* indoor est un canal sélectif en fréquence caractérisé par une grande largeur de bande. Ce projet s'intéresse à l'allocation efficace et pratique des ressources avec une modulation adaptative pour maximiser le débit des systèmes MB UWB dans le contexte SISO et MIMO. En supposant une connaissance parfaite du canal à l'émission et l'utilisation d'un système MIMO, on propose d'adapter la modulation et la puissance aux variations du canal de manière à atteindre des débits très élevés en tenant comptes des différentes contraintes.

**Mots clés:** capacité de canal, SISO, MIMO, Ultra Wide-Band (UWB), OFDM.

---

## Abstract :

UWB indoor channel is a frequency selective channel characterized by a wide bandwidth. This project focuses on the efficient adaptive power and bit loading to maximize the throughput of MB UWB systems under SISO and MIMO context. Assuming perfect knowledge of the channel state information and the use of a MIMO system, it is proposed to adapt the modulation and power to the channel variations so as to achieve very high data rates under various constraints.

**Keywords :** Channel capacity, SISO, MIMO, Ultra Wide-Band (UWB), OFDM.

---

# Table des matières

<b>Introduction général.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 Généralités sur la radio communication et la technologie Ultra Large Bande (UWB).....</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction.....	3
1.2 Définitions et appellations .....	4
1.3 La chaîne de transmission numérique .....	7
1.3.1 Le codage canal .....	8
1.3.2 La modulation .....	8
1.3.3 Le canal de transmission et le bruit additif .....	9
1.4 Caractéristique canal radio.....	10
1.4.1 Propagation en espace libre .....	11
1.4.2 Propagation en environnement réel .....	12
1.4.3 Sélectivité d'un canal de communication .....	13
1.5 Présentation de l'UWB.....	15
1.5.1 Définition du signal UWB.....	15
1.5.2 Intérêt de l'UWB.....	17
1.5.3 Réglementation de l'UWB.....	18
1.5.4 Applications visées et potentiels de l'UWB.....	21
1.5.5 Normes IEEE.....	23
1.5.6 Description de système MB-OFDM.....	23
1.5.7 Découpage du spectre UWB.....	24
1.6 Conclusion .....	26

<b>Chapitre2 le système OFDM.....</b>	<b>27</b>
2.1 Introduction.....	27
2.2 Principe du l’OFDM .....	28
2.3 Notion d’orthogonalités .....	29
2.4 Intervalle de garde .....	31
2.5 Préfixe cyclique .....	32
2.6 Principe De La Modulation .....	33
2.7 Principe De La Démodulation.....	35
2.8 La transformer de Fourier discrète .....	36
2.9 Principes du modulateur et du démodulateur utilisant les transformée de Fourier discrètes .....	37
2.10 Schéma bloc d’un système OFDM .....	40
2.11 Conclusion.....	41
<b>Chapitre 3 Capacité de canal UWB en MIMO.....</b>	<b>43</b>
3.1 Introduction .....	43
3.2 Les modèles de canaux UWB-SISO : .....	44
3.2.1 Le modèle S-V.....	44
3.2.2 Description du modèle .....	44
3.2.3 Instants d’arrivée des clusters et des trajets .....	45
3.2.4 Le modèle d’évanouissement à petite échelle.....	46
3.3 Le modèle de canal UWB-MIMO .....	47
3.4 Evaluation de la capacité d’un canal UWB-MIMO sélectif en Fréquence.....	48
3.4.1 Le cas continu.....	48
3.4.2 Le cas discret .....	52
3.4.3 Calcul pratique de la capacité .....	53
3.5 Conclusion .....	55
<b>Chapitre 4 Simulation du système UWB-MIMO.....</b>	<b>56</b>

4.1 Algorithme d'adaptation de la modulation en UWB-MIMO.....	56
4.1.1 Principe de l'Algorithme proposé .....	57
4.1.2 Simulation du canal UWB-SISO.....	59
4.1.3 Simulation du canal UWB.....	60
4.1.4 Algorithme.....	60
Algorithme 1 Allocation des bits en UWB-SISO.....	61
Algorithme 2 Allocation des bits en UWB-MIMO.....	62
4.1.5 Résultats .....	63
4.2 Conclusion .....	72
Conclusion générale.....	73

## Listes des acronymes et abréviations

- ADSL** Asymmetric Digital Subscriber Line.
- AWGN**Additive White Gaussian Noise.
- BER** Bit Error Rate.
- BPSK** Binary Phase Shift Keying.
- CDMA**Code Division Multiple Access.
- DCS** Digital Cellular System .
- DDA** Detect And Avoid
- DMI** Direct Matrix Inverse
- DMT**DiscreteMultitone modulation system.
- DSP**Digital Signal Processing .
- ECC** Electronic Communication Committee .
- EIRP** Equivalent Isotropically Radiated Power.
- FCC** Federal Communication Commission.
- FFT**Fast Fourier Transform.
- GPRS**General Packet Radio Service.
- GPR**Ground Penetrating Radar .
- GPS** Global Positioning System.
- GSM** Global System for Mobile communication.
- ICI**Inter Carrier Interference.
- ITU**International Telecommunication Union
- IEEE** Institut of Electrical and Electronic Engineers.
- IFFT**Inverse Fast Fourier Transform.
- ISI**Inter Symbol Interference(Interférences Entre Symboles).
- ISM** Industrial, Scientific and Medical.
- I-UWB** Impulse UWB.
- LAN**Local Area Network.
- LDC** Low Duty Cycle .
- LOS**Line of sight .
- MB-OFDM** Multi band OFDM Alliance.
- MC-UWB**Multi carrier UWB.
- MIMO**Multiple Input Multiple Output.
- MISO** Multiple Input Single Output.
- NLOS**Non line of sight .
- OFDM**Orthogonal Frequency Division Multiplexing .

**QAM** Quadrature Amplitude Modulation.

**SISO** Single Input Single Output.

**S-V** Saleh Valensuela.

**SNR** Signal to Noise Ratio.

**UHF** Ultra High Frequency .

**RIC** Chanel Request Impulsionnelle .

**SHF** Super High Frequency

**UWB** Ultra Wide Band .

**UWB-IR** Ultra wide band radio impulsionnelle .

**WiFi** Wireless Fidelity .

**WiMax** Wide Interoperability for Microwaves access .

**WLAN** Wireless Local Area Network .

## Liste des figures

<b>Figure 1.1</b> : Schéma de la Chaîne de Transmission.....	8
<b>Figure 1.2</b> : Propagation du signal en espace libre.....	11
<b>Figure1.3</b> : Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion.....	12
<b>Figure 1.4</b> : Les différents types de sélectivité du canal.....	15
<b>Figure 1.5</b> : Densité spectrale de puissance (DSP) d'un signal UWB.....	16
<b>Figure 1.6</b> : Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF.....	19
<b>Figure 1.7</b> : Masques d'émission des signaux UWB autorisés .....	21
<b>Figure 1.8</b> : Illustration de quelques applications potentielles de l'UWB.....	23
<b>Figure 1.9</b> : Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM.....	25
<b>Figure 2.1</b> : la réponse du canal et les sous-bandes en multi-porteuses.....	28
<b>Figure 2.2</b> : le spectre de différentes porteuses.....	30
<b>Figure 2.3</b> . Insertion d'intervalle de garde.....	32
<b>Figure 2.4</b> : Exemple d'un préfixe cyclique.....	33
<b>Figure 2.5</b> : Schéma de principe d'un Modulateur OFDM.....	35
<b>Figure2.6</b> : Schéma de principe du Démodulateur OFDM.....	36
<b>Figure2.7</b> : Schéma de principe du Modulateur OFDM Numérique.....	38
<b>Figure 2.8</b> : Spectre du signal OFDM.....	39
<b>Figure2.9</b> : Schéma de principe d'un Démodulateur OFDM Numérique.....	40
<b>Figure 2.10</b> : Schéma d'un système OFDM en bande de base.....	41

<b>Figure3.1</b> : Réponse impulsionnelle mesurée.....	44
<b>Figure3.2</b> : Profilpuissance-retard selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.....	45
<b>Figure 3.3</b> :Décomposition SVD Du canal MIMO.....	52
<b>Figure3.4</b> :Nombre de bits par symbole pour des constellations M-QAM avec une probabilité d'erreur symbole $P_{es} = 10^{-3}$ .....	54
<b>Figure 4.1</b> :L'effet du nombre de trajets sur le canal SISO UWB.....	59
<b>Figure 4.2</b> : allocation de bits pour un canal SISO UWB de type Nakagami.....	64
<b>Figure 4.3</b> : Nombre de bits total autorisé pour un canal SISO UWB de type Nakagami pour différents valeurs de SNR.....	64
<b>Figure4.4</b> : L'évaluation de débit de canal SISO pour différent trajet.....	65
<b>Figure 4.5</b> allocation des bits pour Système MIMO 2x2.....	66
<b>Figure 4.6</b> : allocation de bits pour système MIMO4x4.....	67
<b>Figure 4.7</b> : Nombre des bits $B_{total}$ pour les systèmes SISO et MIMO.....	68
<b>Figure 4.8</b> :l'évaluation de débit pour les systèmes SISO et MIMO.....	69
<b>Figure 4.9</b> : Allocation de bits et de puissance pour un canal MIMO 2x2 UWB avec $B_{total} = 512$ bits et $N_0 = -50dBm/Mhz$ avec une puissance limité.....	70
<b>Figure 4.10</b> : allocation de bits et puissances pour un canal MIMO 4*4 UWB nombre de $B_{total} = 512$ bits et $N_0 = -50dBm/Mhz$ .....	71

## Liste des tableaux

**Tableau 1.1** : Caractéristiques d'un symbole MB-OFDM.....26

**Tableau 4.1** : Les débits atteignables en fonction du SNR et du nombre des trajets.....65

**Tableau 4.2** : Les débits atteignables en fonction du SNR avec SISO, MIMO2X2 et MIMO4X4..68

## Listes des acronymes

**$W$**  La largeur de bande.

**$C$**  La capacité.

**$S/N$**  Représente le rapport signal sur bruit.

**$D$**  Le débit binaire.

**$R$**  La rapidité de modulation.

**$T_b$**  Représente la durée du bit d'information.

**$T_c$**  Temps de cohérence.

**$T_s$**  Temps d'échantillonnage

**$B$**  La largeur de la bande occupée par le signal modulé.

**$A$**  Amplitude de signal.

**$M$**  Le symbole binaire.

**$B_c$**  La bande de cohérence.

**$n$**  Le nombre de bits.

**$P_b$**  La puissance de bruit.

**$P_e$**  La puissance du signal émis.

**$P_r$**  La puissance du signal reçu.

**$G_e$**  Le gain d'antenne à l'émission.

**$G_r$**  Le gain d'antenne à la réception.

**$\lambda$**  La longueur d'onde.

**$f$**  La fréquence.

**$f_d$**  La quantité du décalage Doppler.

**$\Delta$**  La durée de l'intervalle de garde.

**$C_k$**  nombre complexe.

**$(t)$**  Signal reçu.

**$(t)$**  Signal émis

**$H_k(t)$**  La fonction de transfert du canal.

**$h(t)$**  la réponse impulsionnelle du canal

$\delta(t)$  la fonction de Dirac.

$\Delta\tau$  le temps d'échantillonnage

$\alpha_k$  le coefficient de gain

$\mathcal{J}_{\bar{A}}$  l'information mutuelle conditionnelle

$\mathbf{S}_x(\mathbf{f})$  la densité spectrale de puissance

$C_{\bar{A}}$  la capacité du canal

$\bar{s}$  la puissance totale transmise

**SNR** Rapport de puissance signal sur puissance bruit.

$N_0$  la densité spectrale de la puissance de bruit.

$N$  nombre de sous-bandes (sous canaux).

$\Gamma$  le SNR gap.

$\gamma_m$  la marge de performance du système.

$(x)$  La fonction de Marcum.

$P_{\text{total}}$  la puissance totale alloué.

**$B_{\text{cible}}$**  nombre de bits par symbole OFDM..

**$B_{\text{totale}}$**  nombre de bits totale alloué par symbole OFDM.

$b(k)$  Le nombre de bits a la  $k$  ième sous porteuse.

# Chapitre 1 : Généralités sur la radio communication et la technologie Ultra Large Bande (UWB)

---

## 1.1 Introduction :

Les techniques **Ultra Large Bande** en anglais Ultra Wide Band (UWB), utilisées depuis le milieu des années 60 dans des applications de type radar, ont connu un spectaculaire regain d'intérêt ces dernières années. L'**UWB** qui consiste à utiliser des systèmes de transmissions dans des bandes de fréquences allant de 500 MHz à plusieurs GHz, se présente comme une technologie attractive pour les systèmes de communications radio à très hauts débits sur des distances relativement courtes. Elle est devenue l'un des principaux axes de développement et de recherche dans le domaine des communications sans fil lorsqu'en février 2002 la FCC organe de régulation américain, a autorisé son utilisation. De nouveaux défis scientifiques et techniques étaient lancés en raison de l'aspect spécifique des systèmes UWB et de ses perspectives d'applications très prometteuses (débits dépassant les Gbit/s et nouveaux services intégrant en plus de la transmission d'informations des fonctions de localisation et de détection)[11].

Des réglementations ont été proposées afin d'assurer le fonctionnement des systèmes UWB et à protéger les opérateurs en place contre les interférences nuisibles. En parallèle à ces aspects réglementaires, des efforts concernent la normalisation (IEEE802.15.3a et IEEE802.15.4a, selon les applications) qui vise à assurer une certaine interopérabilité au niveau mondial [7].

Dans ce chapitre avant d'introduire la technologie UWB et ses applications dans les systèmes de communication, nous présenterons un rappel sur quelques étages d'une chaîne de communication numérique, le canal de propagation, la sélectivité fréquentielle, l'effet Doppler et la sélectivité temporelle.

## 1.2 Définitions et appellations :

### a) Le Symbole ou Bit :

Un symbole binaire est un élément codé d'un ensemble qu'on appelle alphabet. Si  $M$  est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit M-aire. Lorsque  $M = 2$ , le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc  $n$  symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de  $M = 2^n$  symboles M-aires. Ainsi un symbole M-aire véhicule l'équivalent de  $n = \log_2(M)$  bits.

### b) Le débit binaire $D$ :

Il se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il est égal ou supérieur à la rapidité de modulation. Le "débit binaire"  $D = 1/T_b$  s'exprime en "bits par seconde", où  $T_b$  représente la durée du bit d'information, exprimée en seconde.

### c) La rapidité de modulation $R$ :

Elle est nécessaire pour déterminer la bande de fréquence à transmettre en ligne. Elle se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états. La "rapidité de modulation"  $R = \frac{1}{T}$  s'exprime en "bauds".

**d) La Capacité :**

La capacité du canal ou la capacité de Shannon dans le cas général est donnée par :

$$C = W \log_2(1 + S/N) \quad (1.1)$$

C : capacité (en bits/seconde).

W : la largeur de bande (en Hz).

S/N : représente le rapport signal sur bruit de la voie.

**e) le rapport signal sur bruit :**

Le rapport signal/bruit S/B (Signal to Noise Ratio S/N ou SNR en anglais), permet de mesurer la qualité d'un canal de transmission. C'est un nombre sans unité qui est d'autant plus grand que le bruit est faible [1].

$$SNR = (dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{puissance signal}}{\text{puissance bruit}} \right) \quad (1.2)$$

**f) Efficacité spectrale :**

L'efficacité spectrale d'un signal numérique est le nombre de bits par seconde de données qui peuvent être supportés pour chaque hertz de la bande de fréquence utilisée :  $\eta = \frac{D}{B}$ , et s'exprime en "bit/seconde/Hz".

**g) Taux d'erreur binaire :**

Les performances des modulations numériques sont évaluées grâce au taux d'erreur binaire (TEB). Il permet de chiffrer l'influence du bruit (grâce au rapport signal sur bruit ou à l'efficacité de puissance) pour chaque modulation et en fonction du nombre d'états de la modulation. Il se définit de la manière suivante :

$$TEB = \frac{\text{nbr d'elements binaire faux}}{\text{nbr d'elements binaire total}} \quad (1.3)$$

**h) La bande de cohérence :**

C'est la bande de fréquence pour laquelle la réponse fréquence du canal peut être considérée comme constante et elle peut être approximée par :  $BC \approx \frac{1}{\tau_{max}}$  .

**i) Le Multiplexage :**

On appelle multiplexage, la capacité à transmettre sur un seul support physique plusieurs signaux, on distingue plusieurs types de multiplexage :

**Le Multiplexage fréquentiel :**

Le multiplexage fréquentiel, appelé aussi MRF (Multiplexage par répartition de fréquence ou en anglais FDM, Frequency Division Multiplexing) permet de partager la bande de fréquence disponible sur la voie haute vitesse en une série de canaux de plus faible largeur afin de faire circuler en permanence sur la voie haute vitesse les signaux provenant des différentes voies basse vitesse. Ce procédé est notamment utilisé sur les lignes téléphoniques et les liaisons physiques en paires torsadées afin d'en accroître le débit [2].

**Le Multiplexage Temporel :**

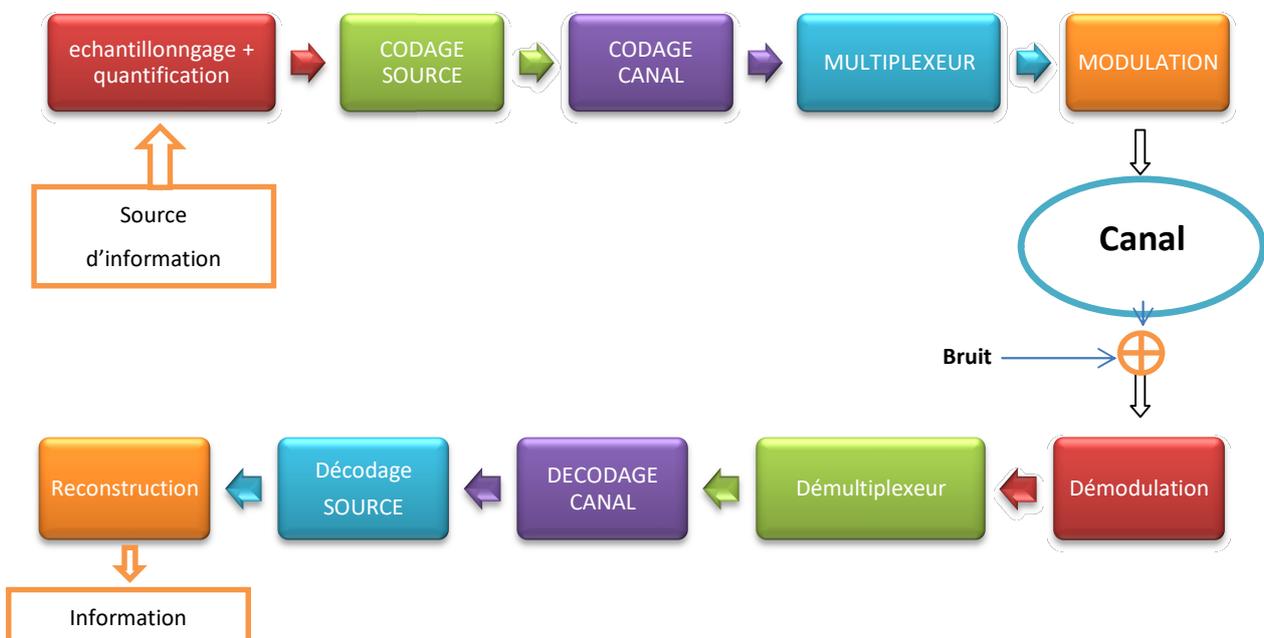
Le multiplexage temporel, appelé aussi MRT (Multiplexage par répartition dans le temps ou en anglais TDM, Time Division Multiplexing) permet d'échantillonner les signaux des différentes voies basse vitesse et de les transmettre successivement sur la voie haute vitesse en leur allouant la totalité de la bande passante, et ce, même si celles-ci ne possèdent pas de données à émettre [2].

**Le Multiplexage Spatial :**

Le multiplexage spatial consiste à répartir les informations indépendantes sur plusieurs antennes de transmission (systèmes MIMO). Ces antennes sont espacées pour éviter une corrélation entre elles.

### 1.3 La chaîne de transmission numérique :

Une chaîne de transmission est l'ensemble des dispositifs permettant le transport d'une information sur des distances souvent importantes. Les systèmes de transmission numérique véhiculent l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore l'air. 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. Le principe du système de transmission est alors d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. La figure 1.1 permet de présenter les fonctions de base d'un système de transmission numérique que nous allons décrire brièvement :



**Figure 1.1** : Schéma de la Chaîne de Transmission.

- Pour convertir le signal analogique vers numérique on passe par l'échantillonnage et la quantification. L'échantillonnage consiste à prélever sur le signal analogique dont l'évolution est continue dans le temps, des échantillons représentant l'amplitude aux instants de prélèvement, ces prélèvements sont réalisés régulièrement avec une périodicité constant  $T_s$ , appelée période d'échantillonnage. Il s'en suit une quantification sur  $m$  bits ; et donc  $2^m$  niveaux d'échantillonnage.
- On peut décrire le **codage source** comme un moyen de compresser l'information. Ceci est utile pour réduire la redondance et augmenter le débit, Cette étape repose en grande partie sur une bonne connaissance des propriétés statistiques et la nature du signal à transmettre.

### 1.3.1 Le codage canal :

Est utilisé pour transmettre l'information avec le maximum de fiabilité en palliant les perturbations survenues lors de la manipulation physique de l'information sur le canal. Ce codage consiste à insérer dans le message des éléments binaires dits de redondance pour permettre à la réception de détecter ou de corriger les erreurs de transmission. On peut citer les codes convolutifs, les codes en blocs linéaires et autres.

### 1.3.2 La modulation :

En télécommunications, le signal transportant une information doit passer par un moyen de transmission entre un émetteur et un récepteur. Le signal est rarement adapté à la transmission directe par le canal de communication choisi, hertzien, filaire, ou optique. **La modulation** est donc une opération qui transforme le signal de sa forme originale en une forme adaptée au canal de transmission. Par exemple en faisant varier l'amplitude, la phase ou la fréquence avec une onde sinusoïdale appelée porteuse. On peut distinguer deux types

de modulations : analogiques et numériques. On s'intéresse dans ce projet aux modulations numériques qui sont utiles dans les applications haut débit. L'augmentation du débit en jouant sur la rapidité de transmission engendre une augmentation de la largeur de bande spectrale nécessaire pour la transmission. Pour éviter cela, on fait appel aux modulations numériques qui permettent d'augmenter le débit binaire avec une très grande efficacité spectrale. Différentes modulations numériques peuvent être utilisées en jouant sur l'amplitude, la phase, la fréquence ou sur l'amplitude et la phase.

### 1.3.3 Le canal de transmission et le bruit additif :

Le canal de transmission permet au récepteur de recevoir l'information émise par l'émetteur. De nombreux supports sont utilisés comme les câbles coaxiaux, fibres et les supports sans fil comme l'air. D'une manière générale plusieurs modèles sont proposés pour modéliser le canal physique selon l'environnement, le contexte et autres scénarios. Dans le cas d'un canal radio, on peut citer le modèle de **Rayleigh**, **Rice**, **Log normal** et **Nakagami**. Plus de détails sont donnés dans la section suivante. Dans ce projet pour les applications UWB, on s'intéresse au canal indoor (résidentiel ou bureau) qui est un canal sans fil statique qui varie lentement avec le temps. En ce qui concerne le bruit de transmission, sa prise en compte est très cruciale dans l'évaluation des performances et la conception des systèmes de communication plus fiables. Le bruit intervient par exemple dans l'évaluation de la capacité de transmission du canal théorique et pratique, les performances en taux d'erreur binaire. Le bruit est un signal aléatoire d'origine principalement thermique dans les systèmes de transmission. Il est modélisé par un processus gaussien et sa puissance est proportionnelle à la température et la largeur de bande.

$$P_b = k \times T \times B \quad (1.4)$$

Avec :  $P_b$  = puissance du bruit en watts.

$k$ = constante Boltzmann,  $1.38 \times 10^{-23}$  joules/kelvin (J/K).

$T$ = température en kelvins et  $B$ = largeur de bande en Hertz.

L'estimation du canal et la puissance du bruit, est importante dans une chaîne de transmission afin d'améliorer les performances. Dans ce projet on verra qu'il est possible d'adapter la puissance et la modulation selon le rapport signal sur bruit et les gains du canal afin d'augmenter le débit de transmission. La section suivante va donner plus de détails sur les phénomènes qui déterminent la nature du canal radio

## 1.4 Caractéristiques canal radio :

Le canal radio est un canal très compliqué et il dépend de plusieurs phénomènes physiques. Ces phénomènes se manifestent non seulement selon la nature de l'environnement mais aussi des paramètres du signal transmis comme par exemple la fréquence utilisée et la vitesse de déplacement ou encore la rapidité de transmission. Nous allons ainsi décrire certains phénomènes et caractéristiques du canal radio, en commençant par les évanouissements large et petite échelle et le phénomène Doppler.

### 1.4.1 Propagation en espace libre :

La propagation en espace libre se produit lorsque l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur (en anglais LOS :Line Of Sight) comme l'illustre la figure 1.2.

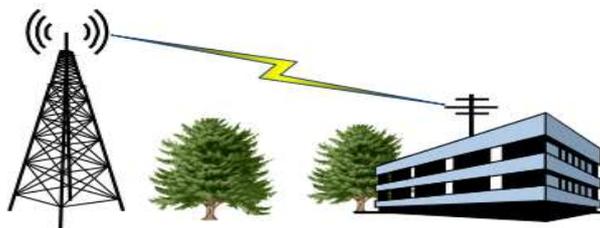


Figure 1.2 : Propagation du signal en espace libre.

A la réception, la puissance du signal subit une atténuation  $A$  inversement proportionnelle au carré de la fréquence de travail ainsi qu'à la distance séparant l'émetteur et le récepteur.

$$A = 1/(G_e \cdot G_r) (\lambda / (4\pi d))^2 \quad (1.5)$$

$G_e$  et  $G_r$  sont les gains des antennes à l'émission et à la réception respectivement exprimés en dBi,  $d$  est la distance en mètre entre les deux antennes et  $\lambda$  est la longueur d'onde en mètre donnée par  $\lambda = \frac{c}{f}$ ; avec  $c$  célérité de la lumière ( $3 \times 10^8$  m/sec).

### 1.4.2 Propagation en environnement réel :

La propagation en espace libre n'est pas toujours rencontrée dans les situations réelles. Généralement, le signal transmis par une source se propage dans l'espace en suivant plusieurs chemins radio, avant d'être reçu par le destinataire.

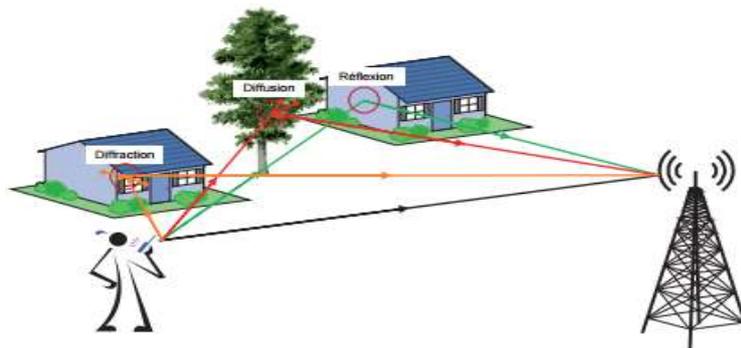


Figure 1.3 : Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion.

Ce type de propagation réalisé par des **trajets multiples** est appelé NLOS (Non Line Of Sight) si l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. Si une visibilité directe existe entre ces derniers, les propagations LOS et NLOS peuvent coexister en fonction de la nature de l'environnement de propagation et de la taille des obstacles, il est sujet à l'influence des divers phénomènes physiques [3] [4] [5] [6] à savoir :

**a) La réflexion :**

Qui se produit sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. La réflexion décrit l'onde transmise à travers l'obstacle. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de transmission de l'onde, ce qui signifie que toute l'énergie est réfléchi. Si la surface est totalement lisse, ou du moins que les irrégularités sont de dimension négligeable par rapport à la longueur d'onde, la réflexion et la réfraction sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel. Les coefficients de réflexion et de réfraction dépendent des propriétés électromagnétiques de l'obstacle, de la polarisation, de la fréquence et de la direction de l'onde incidente.

**b) La diffraction :**

Qui se produit sur l'arrête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. On peut citer, par exemple, la diffraction par-dessus les toits ou sur les coins des bâtiments. Généralement, l'énergie diffractée est de plus en plus faible au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'obstacle et que la fréquence devient plus grande.

**c) La diffusion :**

Peut se produire quand une onde rencontre un obstacle dont la surface n'est pas parfaitement plane et lisse. C'est le cas des couches ionisées, de la surface du sol dans les régions vallonnées (pour les longueurs d'ondes les plus grandes) ou de la surface des obstacles (falaises, forêts, constructions...) pour les ondes ultracourtes (au-dessus de quelques centaines de mégahertz)

Au niveau de la réception, les trajets arrivent avec une certaine atténuation en amplitude et une rotation de phase ainsi qu'avec un certain retard qui dépend de la longueur du trajet parcouru. Ils se recombinaient, ensuite, au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu total.

### 1.4.3 Sélectivité d'un Canal de Communication :

Les variations temporelles du canal de propagation sont liées aux mouvements des différents éléments du milieu de propagation : mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. La variation temporelle du canal cause un décalage de la fréquence porteuse qu'on appelle **décalage Doppler**. La quantité du décalage Doppler  $f_d$  est en fonction de la vitesse du récepteur et on appelle temps de cohérence  $T_c \approx 1/f_d$ . Lorsque  $T_s \gg T_c$  alors on dit que le canal est à **évanouissement rapide** ou encore **canal sélectif en temps**. Dans le cas contraire ( $T_s \ll T_c$ ) le canal est à **évanouissement lent**.

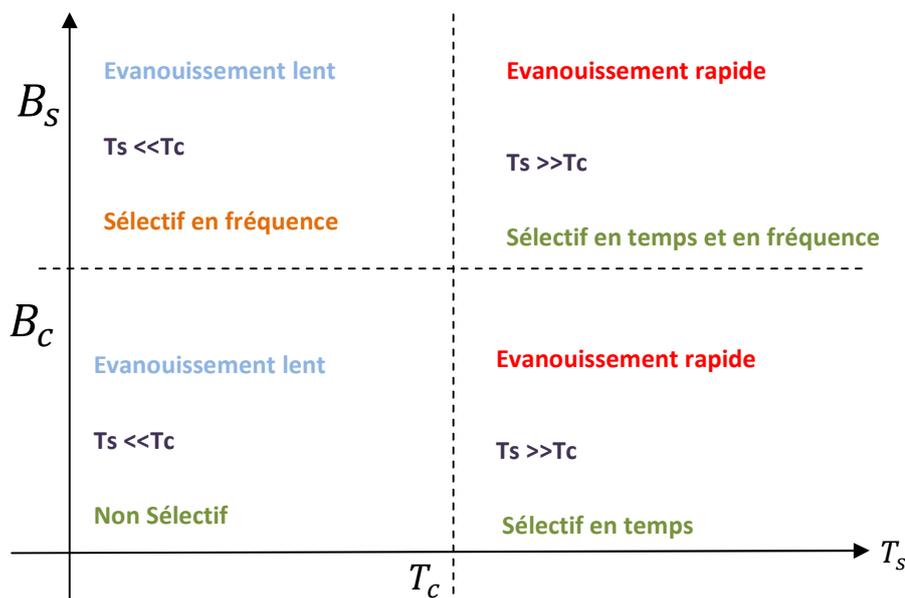


Figure 1.4 : Les différents types de sélectivité du canal.

Nous parlons d'un **canal sélectif en fréquence** si la largeur de bande  $B_s = 1/T_s$  du signal à transmettre est plus grande que la bande de cohérence du canal  $B_c \approx 1/\tau_{max}$  ( $B_s \gg B_c$ ). Dans ce cas la réponse fréquentielle du canal présente beaucoup de variations fréquentielles. Dans le cas contraire ( $B_s < B_c$ ), le canal est dit plat ou non sélectif en fréquence. Dans le cas des applications haut débit la période symbole  $T_s$  est petite par rapport au retard max  $\tau_{max}$  et le canal sélectif en fréquence se manifeste. Ce canal est difficile à traiter et à égaliser et pour y remédier, on fait appel à la modulation OFDM qui fera l'objet du chapitre 2. La Figure 1.4 résume les différents types de sélectivité du canal que nous venons de présenter.

## 1.5 Présentation de l'UWB :

L'UWB doit son nom aux caractéristiques spectrales des signaux qu'elle utilise, signaux à spectres de bande ultra large, d'où l'acronyme UWB. A l'origine, les signaux UWB sont des signaux constitués de suites d'impulsions très étroites avec des rapports cycliques très faibles. La largeur de bande fréquentielle nécessaire est très grande. Ces signaux présentent la caractéristique de transporter l'information sans utiliser de porteuse contrairement aux techniques classiques qui utilisent une à plusieurs porteuses. Les avantages de l'UWB en termes de débit peuvent être mis en évidence à partir de la relation de Shannon-Hartley (1.1) qui exprime la capacité théorique[11].

A partir de cette relation, il apparaît que le facteur le plus déterminant pour augmenter la capacité d'un canal est la bande passante. En effet, la capacité est directement proportionnelle à la bande passante alors qu'elle est reliée au rapport signal à bruit par un logarithme en base deux. Ainsi pour un  $S/N$  donné, un système à large bande type UWB donnera une capacité beaucoup plus grande qu'un système à bande étroite. D'autre part, cette formule montre également que même en utilisant des puissances très faibles il est possible d'obtenir des débits très élevés.

### 1.5.1 Définition du signal UWB :

Le signal UWB occupe une très grande largeur de bande. Dans la littérature, un signal est dit UWB s'il satisfait l'une des conditions suivantes [34]:

- une largeur de bande relative à -10 dB > 20 % de la fréquence centrale
- une largeur de bande absolue à -10 dB > 500 MHz
- La bande de signal absolue correspond à l'intervalle entre les fréquences des points situés à 10dB de la fréquence de puissance maximale  $F_m$ .

Les limites basses et hautes sont respectivement désignées par  $f_L$  et  $f_H$  et la fréquence centrale vaut  $f_0 = (f_L + f_H)/2$ . La bande relative correspond quant à elle à  $2(f_H - f_L)/(f_L + f_H)$ .

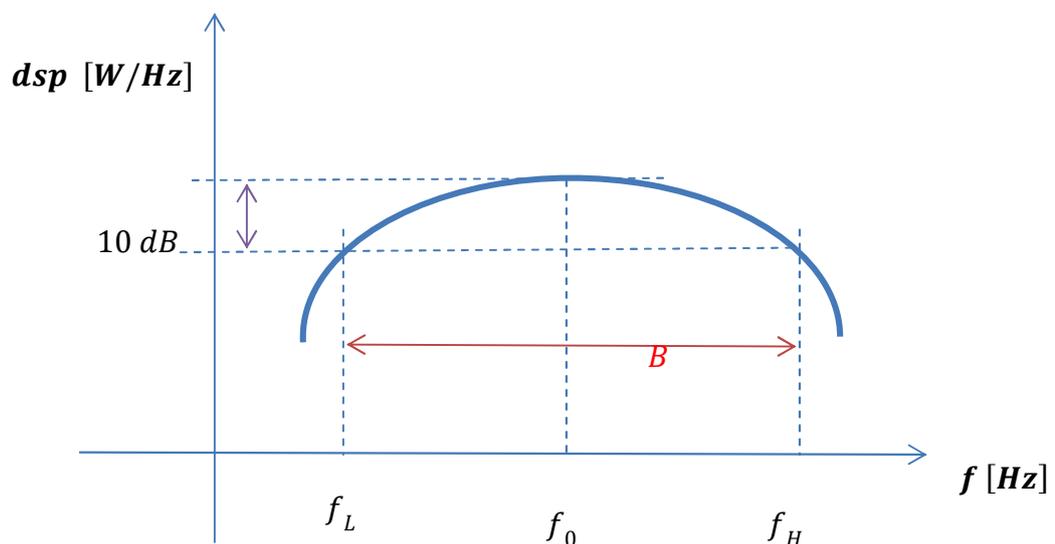


Figure 1.5 : Densité spectrale de puissance (DSP) d'un signal UWB.

Cependant, cette définition du signal UWB est assez large, il est donc possible de satisfaire de diverses manières les conditions définies ci-dessus et on distingue entre autres les moyens suivants :

- La radio impulsionnelle (UWB-IR) qui consiste à émettre en bande de base un signal constitué d'impulsions de très courte durée (inférieure à 2ns). Cela donne naturellement une grande largeur de bande.
- La modulation sur des rampes de fréquence (chirp modulation) utilisée pour la conception des radars.
- L'étalement de spectre à séquence directe (DS-SS) qui utilise une séquence d'étalement pseudo-aléatoire.
- Les multi-bandes MB-OFDM.

### 1.5.2 Intérêt de l'UWB :

Le signal UWB permet aux systèmes de communications d'atteindre de très haut débit. Dans [7], on retrouve une bonne synthèse des caractéristiques de la technologie UWB :

- Une excellente résolution temporelle : Du fait d'une très grande largeur de bande des signaux UWB, ils disposent d'un très fort pouvoir de résolution temporelle, de l'ordre de la nanoseconde. L'intérêt de cette propriété peut être exploité pour la localisation, avec une précision de quelques *cm* qui peut être obtenue sur la position d'un objet.
- Une forte robustesse face aux évanouissements : Cette propriété est issue des trajets multiples qui constituent le canal de propagation, et qui peuvent être additionnés de façon constructive. Cela confère au système UWB une bonne robustesse face aux évanouissements associés aux trajets multiples, et généralement rencontrés dans les systèmes à bande étroite.

- Une faible densité spectrale de puissance : La FCC a limité la densité spectrale de puissance des signaux UWB à  $-41.3$  dBm/MHz, dans l'optique de favoriser la coexistence de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite. Mais cette faible puissance d'émission réduit la portée des signaux UWB.
- Réduction de la sensibilité au brouillage : Le faible niveau de leur puissance d'émission réduit la nuisance des systèmes UWB sur les autres systèmes. Néanmoins, le brouillage occasionné par les systèmes à bande étroite sur les signaux UWB peut être atténué du fait de la grande largeur de bande.
- Une relative simplicité des systèmes : Contrairement aux architectures classiques qui nécessitent des oscillateurs et des transpositions en fréquence pour transmettre le signal, les systèmes UWB impulsionnels peuvent transmettre sur le canal radio des signaux impulsionnels générés en bande de base. Au niveau de l'implémentation, cela favorise des architectures UWB moins complexes que les systèmes radio conventionnels. Cette simplification favorise de fait la réalisation de systèmes avec des coûts de fabrication réduits tels que les détecteurs d'énergie.
- De bonnes propriétés de pénétration des obstacles dans la bande basse : Des applications telles que la vision au travers des murs, la poursuite d'objet ou la localisation peuvent bénéficier d'une excellente résolution, en particulier pour les fréquences basses [34].

### **1.5.3 Règlementation de l'UWB :**

Il existe plusieurs réglementations suivant les régions du globe pour la répartition du spectre des radiofréquences pour l'UWB. Chaque pays où région a établi sa propre réglementation de l'UWB, en fonction des critères de coexistence définis pour prévenir les interférences sur les systèmes déjà existants.

Les États-Unis ont été les premiers à adopter une normalisation sur l'UWB[7].Le FCC (Federal Communications Commission), organisme chargé de la régulation du spectre non militaire aux Etats-Unis, avaitentamé le processus de régulation de l'UWB en 1998.La FCC a retenu deux bandes de fréquences non soumises à licence, notamment les fréquences inférieures à 900MHz et celles comprises entre 3.1GHz et 10.6GHz [8]. Pour la bande de fréquences de largeur 7.5GHz([3.1-10.6]GHz), la FCC autorise une puissance EIRP moyenne de -41.3dBm/MHz (cela équivaut environ à 74nW/MHz) comme présenté en figure1.6.

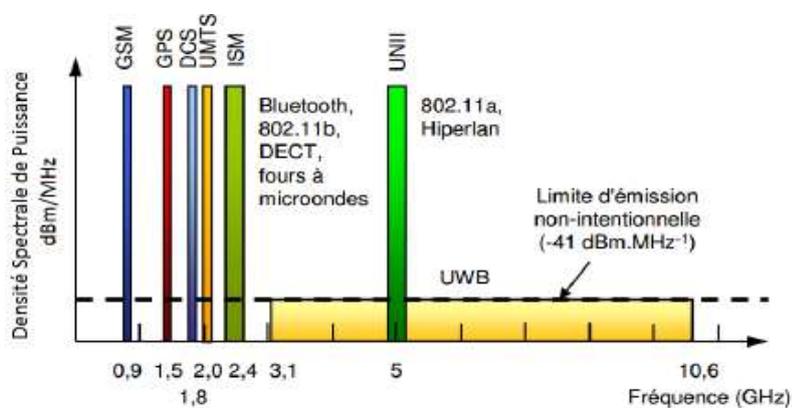


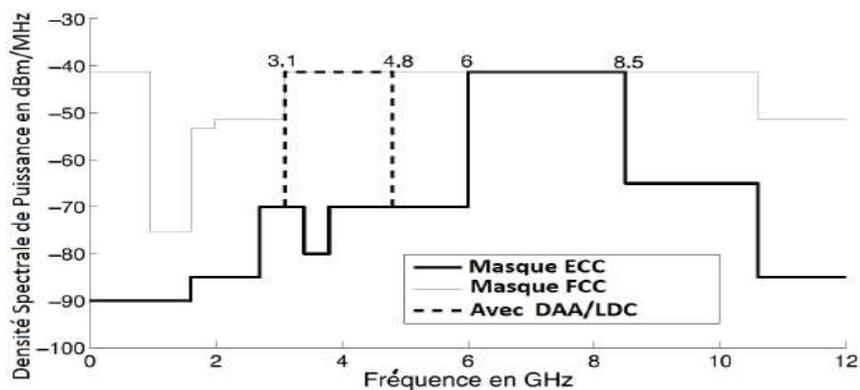
Figure 1.6 : Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF [7,9].

De nombreux systèmes licenciés ou non se retrouvent présents dans les bandes UHF et SHF propices au déploiement de systèmes radio. A cause de la grande largeur de bande des signaux UWB, une réglementation stricte de leur spectre d'émission est donc nécessaire. Comme on peut le voir sur la figure 1.6 [7,9], on retrouve dans les fréquences voisines de celles de l'UWB des systèmes radio tels que le GSM (900MHz), DCS(1800MHz), le GPS autour de 1.5GHz, et dans la bande ISM on retrouve les systèmes Bluetooth, WiFi et DECT13 entre autres. Pour la Bande UNII c'est le WiFi (IEEE802.11a)

Dans le reste du monde, l'Asie et L'Europe ont mis plus de temps à établir une réglementation dans leur région, et elles ont basé leur travail sur l'étude menée par les

américains. En Europe, c'est l'ECC (Electronic Communications Committee) qui a été mandatée par l'ITU pour prendre en charge ce processus de normalisation [10]. L'Europe et l'Asie ont considéré la même portion de spectre que les USA pour les systèmes UWB. Cependant elles n'ont pas attribué une densité spectrale de puissance (DSP) uniforme sur tout le spectre[37].

L'Europe a ainsi divisé les 7.5GHz de spectre en sous-bandes en vue de mieux tenir compte des phénomènes d'interférence et de coexistence dans chacune d'elle. Les mesures de protection prises à l'égard des systèmes déjà existants s'avèrent ainsi bien plus restrictives que celles de la FCC, avec une volonté européenne de mieux protéger les systèmes compris dans les bandes UNII autour de 5GHz tels que le Wi-Fi (802.11) ou le WiMax[11].



**Figure 1.7:** Masques d'émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux Etats-Unis (FCC) [11].

Deux régions de spectre peuvent être caractérisées dans le masque européen, la bande des fréquences inférieures comprises dans l'intervalle [3.14.8]GHz, et la bande des fréquences supérieures contenues dans l'intervalle [6-8.5] GHz. Dans la bande supérieure, la limite en DSP moyenne est de -41.3dBm/MHz comme aux USA et en dehors de cette bande, la DSP varie entre -90dBm et -65dBm. L'exception est faite pour la bande inférieure où la DSP peut être admise à -41.3dBm/MHz sous contrainte d'utiliser des méthodes de limitation

d'interférence. Une des méthodes retenues est le DAA (Detect And Avoid) consistant à ne pas émettre si l'on détecte qu'un système émet déjà ; on retrouve également le LDC (Low Duty Cycle) qui se caractérise par deux principes :

- L'équipement UWB n'émet pas plus de 5ms en continu.
- Le ratio entre la durée d'émission cumulée Ton et la durée de silence cumulée Toff n'excède pas 5% sur une seconde et 0.5% sur une heure.

La figure 1.7 présente les masques d'émission de la FCC et de l'ECC, en milieu indoor. Le Japon a également défini sa bande haute comprise dans l'intervalle [7.25-10.6] GHz, ce qui implique que sur les 7.5GHz alloués à l'UWB, seuls 1.25GHz ([7.25-8.5] GHz) sont communs aux trois régions USA, Japon et Europe, pour une DSP de -41.3dBm/MHz à l'émission [11].

#### 1.5.4 Applications visées et potentiels de l'UWB :

La technologie UWB est présentée comme une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications (Figure 1.8) qui sont généralement classées en trois catégories [12].

- **Systèmes d'imagerie radar** : elle comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR, Ground Penetrating Radar), d'imagerie de l'intérieur des murs et à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour la construction et les réparations à domicile, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Le signal UWB peut pénétrer dans le sol ou pénétrer dans un mur et même le traverser pour permettre de détecter ce qu'il cache. Il permet aussi de mesurer les distances avec précision. Le même principe s'applique pour le corps humain.
- **Systèmes radar de véhicule**: Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les capteurs de

perturbation de champ, etc. Les systèmes radar de véhicule peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule. Les systèmes de cette catégorie sont surtout utilisés par des personnes en déplacement et à l'extérieur, ce qui pourrait accroître le risque de brouillage d'autres services.

- **Systèmes de communication** : Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure.

### **1.5.5 Normes IEEE :**

Les activités de normalisation de la technologie UWB ont été menées par le groupe de travail 802.15 du comité de normalisation de l'IEEE. Les applications sont dans le domaine des réseaux locaux sans fil à courte portée de faible puissance spécialisés, y compris les réseaux personnels sans fil. L'organisation générale de la norme IEEE 802.15. Les spécifications principales sont indiquées en termes de débits, portées et fréquences allouées. En particulier, le standard Bluetooth apparaît dans la norme IEEE 802.15.1 et l'UWB dans les normes IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a [15].

### **1.5.6 Description de système MB-OFDM :**

Plusieurs formes d'ondes ont été proposées pour les systèmes de communications et notamment les deux solutions dites DS-UWB et MB-OFDM pour l'UWB haut débit. Le système MB-OFDM a été retenu pour cette étude. Il présente l'intérêt d'être un système robuste vis-à-vis du canal UWB permettant une réception relativement simple et une exploitation efficace de l'énergie des signaux reçus. De plus, le système est très flexible et peut facilement s'adapter aux différentes réglementations et à la présence de brouilleurs.

### **1.5.7 Découpage du spectre UWB :**

L'Alliance WiMedia a proposé un découpage de la bande de fréquences définie par la FCC en 14 sous-bandes de 528 MHz chacune. Comme le montre la figure 1.9, ces sous-bandes ont été rassemblées sous forme de groupes. Les quatre premiers groupes contiennent chacun trois sous-bandes et le cinquième deux sous-bandes. Notons la présence d'un sixième groupe formé à partir des sous-bandes 9, 10 et 11 (Fig. 1.9). En effet, les sous-bandes 9 et 10 sont les deux seules communes aux différentes réglementations. Ce découpage présente l'intérêt de réduire la complexité et donc les coûts des composants, notamment les convertisseurs, dont la largeur de la bande de fonctionnement sera limitée à 528 MHz [36].

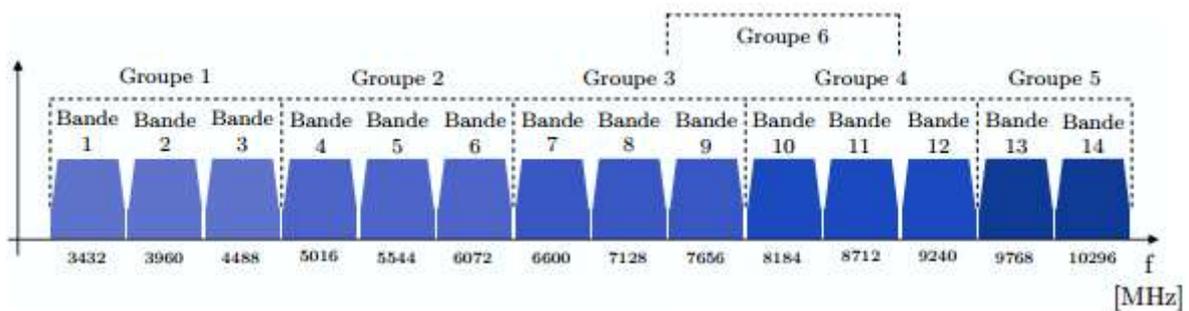


Figure 1.9 : Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM[36].

Les caractéristiques des symboles OFDM sont présentées dans le tableau 1.1. Les symboles OFDM sont générés par une IFFT sur 128 points. Sur les 128 sous-porteuses, 100 porteuses sont dédiées aux données utiles, 12 aux données pilotes (estimation du canal) et 10 pour l'intervalle de garde.

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

**Tableau 1.1** : Caractéristiques d'un symbole MB-OFDM[36].

L'intervalle inter-porteuse  $\Delta f = 4.125$  MHz (largeur de bande des sous canaux) permet de respecter la condition d'orthogonalité du multiplex OFDM. La durée du suffixe de type zero-padding est  $T_{zps} = 70.08$  ns, soit 37 échantillons. Seuls les 32 premiers échantillons sont consacrés à l'intervalle de garde soit une durée  $T_{zps} = 60.61$  ns, les dernières 9.47 ns étant quant à elles utilisées pour effectuer le changement de fréquence d'émission des symboles OFDM comme nous allons le voir dans la section suivante. Chaque symbole OFDM transmis a une durée  $T_s = 312.5$  ns et comporte donc 165 échantillons.

## 1.6 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques et le technique UWB. Nous avons présenté une chaîne classique de transmission, ensuite nous avons détaillé le canal de propagation et un paragraphe a été consacré pour définir l'effet de Doppler, la sélectivité du canal en temps et en fréquence et on a détaillé la technologie UWB. Dans le chapitre deux nous allons étudier la techniques d'accès multiples

et de modulations multi-porteuses OFDM et l'association de cette pour évaluer les performances des systèmes de transmissions.

## Chapitre 2 : Le Système OFDM

---

### 2.1 L'introduction :

Si les premières études sur les multi-porteuses datent de la fin des années 1950, le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM (orthogonal frequency division multiplexing ) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard[16].

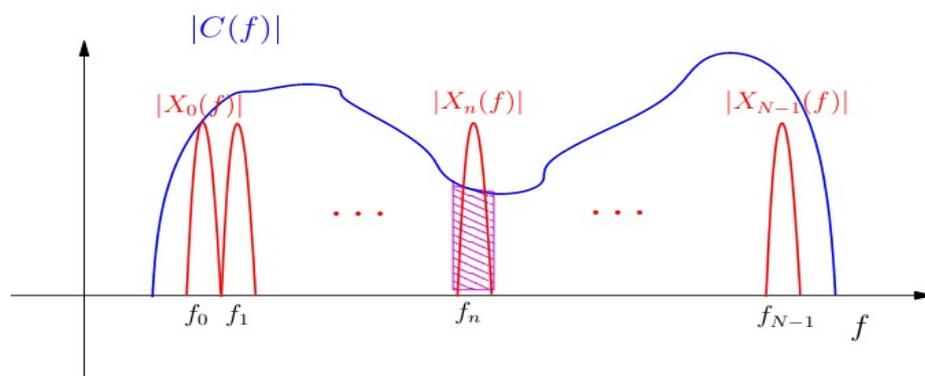
Les communications OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) sont un type particulier de transmissions multi-porteuses dont l'originalité est de multiplexer l'information sur des sous-porteuses orthogonales. Dans l'hypothèse où les bandes passantes de ces sous-porteuses sont suffisamment étroites, les distorsions induites par un canal sélectif en fréquence sont alors limitées à une simple atténuation sur chacune d'elles. Cette caractéristique représente un avantage certain pour cette modulation face à une transmission à porteuse unique, du fait de la simplicité du système d'égalisation nécessaire en réception.

Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide. En outre, la condition d'orthogonalité des sous-porteuses permet leur recouvrement réciproque sans interférence de l'une sur l'autre et accorde donc une haute efficacité spectrale au système. Enfin, les interférences entre sous-porteuses et les interférences entre trames induites par le canal étant fortement limitées, l'OFDM est une modulation particulièrement appréciée pour les transmissions à haut débit sans-fil mobiles[17].

Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples. C'est pourquoi on trouve cette technique dans les normes de diffusion du son numérique dans des mobiles (DAB digital audio broadcasting), de télévision numérique terrestre (DAB-T Digital Video Broadcasting terrestrial), de communications numériques hauts débits ADSL (Asynchronous Digital Subscriber Line) sur la boucle locale téléphonique, ainsi que dans l'étude des normes de communication pour réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments (Hiperlan 2, BRAN). Suivant les applications, cette technique se nomme OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) ou MTC (Multi-Tone Channel).

## 2.2 principe de l'OFDM :

L'orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) est une modulation à portuses multiples (multi-carrier modulation : MCM) utilisant un multiplexage en fréquence (frequency division multiplexing : FDM). L'idée de base de l'OFDM est de partager un signal à large bande en de multiples signaux à bande étroite (Figure 2.1) [18].



**Figure 2.1 :** la réponse du canal et les sous-bandes en multi-portuses

Chaque portuse peut occuper une bande de fréquence  $B = (1/T_s)$  inférieure à la bande de cohérence  $B_c$ . On divise la suite de symboles en  $N$  sous-suites de symboles (de période  $T = NT_s$ ) telle que  $B_c > 1/T$ . Chaque sous-suite  $n$  étant émise sur une sous-bande différente associée à une sous-porteuse  $f_n$ .

Contrairement aux systèmes mono-porteuses qui modulent sur une porteuse unique à un débit  $R_s$ , le principe de la modulation multiporteuses de type OFDM consiste à transmettre les données de manière simultanée sur  $N$  porteuses modulées à un débit de  $R_s/N$ . Le débit global reste inchangé mais chaque porteuse est moins sensible à l'étalement des trajets sur le canal de propagation. Les fréquences centrales de  $N$  porteuses sont espacées d'un multiple de l'inverse de la **période symbole**  $1/T_s$ .

Dans les modulations mono-porteuses les données sont émises en série. Par contre ces systèmes reposent sur le principe de transmission par bloc. La modulation d'un bloc de symboles (ce bloc constituant un **symbole OFDM**) est réalisée par une transformée de Fourier inverse.

### 2.3 Notion d'orthogonalités :

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes  $f_k$  et  $f_{k+1}$  est  $1/T_s$ . En effet chaque porteuse module un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée  $T_s$ , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui annule tous les multiples  $1/T_s$ .

$$f_k = f_0 + k \frac{1}{T_s}$$

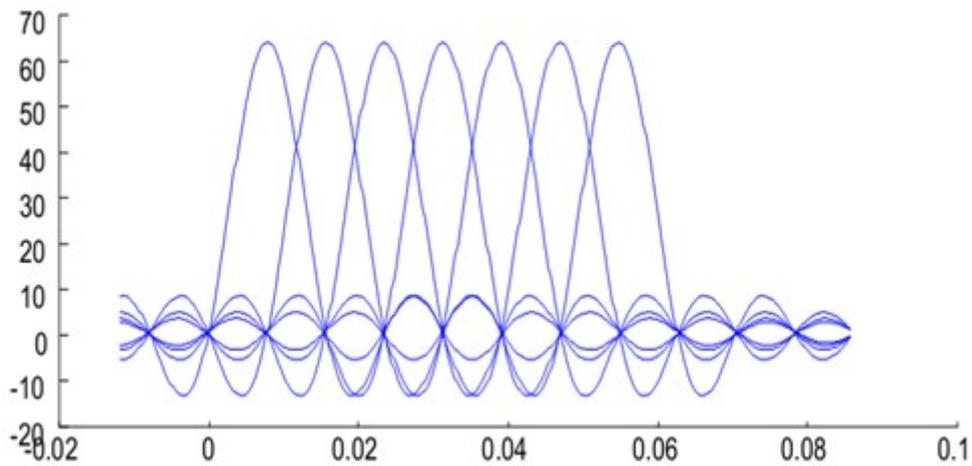
En considérant d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, la  $k$ -ième sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme :

$$\Psi_k(t) = e^{j2\pi f_k t}$$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité suivante :

$$\int_t^{t+Ts} \Psi_k(t) \Psi_m^*(t) dt = \int_t^{t+Ts} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_m t} dt = \begin{cases} 0, & k \neq m \\ 1, & k = m \end{cases} \quad (2.1)$$

Donc, cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions  $\Psi_k(t)$ , et les fonctions  $\Psi_k(t)$  forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information [1].



**Figure 2.2** : le spectre de différentes porteuses[1].

La figure 2.2 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse  $1/T_s$  permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité (orthogonal de OFDM).

## 2.4 Intervalle de garde :

Une même suite de symboles arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

**L'interférence intra symbole:** Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.

**L'interférence inter symbole:** addition d'un symbole avec le suivant plus le précédent légèrement déphasé.

Entre deux symboles (trame) OFDM, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde.

De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport au retard maximum. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole.

La durée utile  $T$  pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole  $T_s$  car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un "temps de garde"  $\Delta$  qui a pour but d'éliminer l'ISI comme montre la figure (2.4) [16]. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale au retard maximal.

Entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde s'instaurent donc la relation :

$$T_s = T + \Delta$$

$T_s$  : La période du symbole totale transmis.

$T$  : La période du symbole OFDM (trame).

$\Delta$  : La durée de l'intervalle de garde.

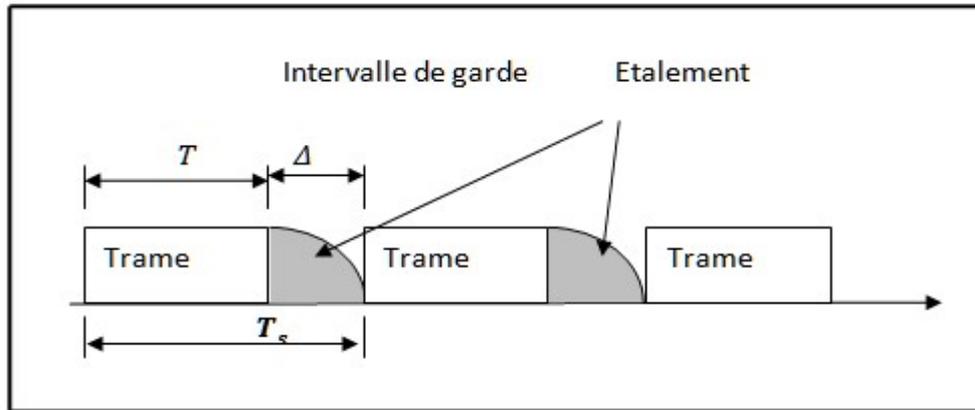
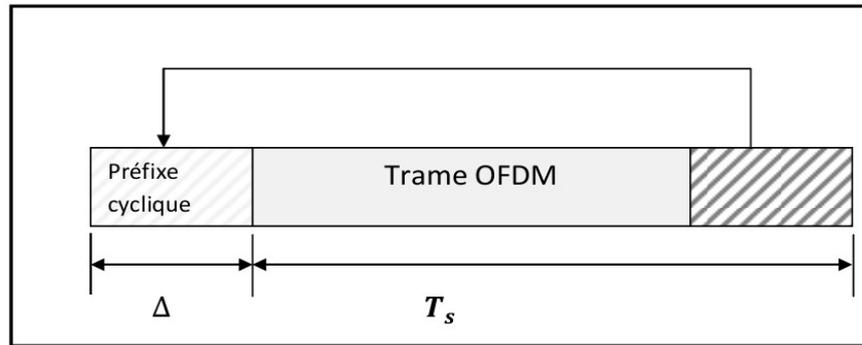


Figure 2.3 : Insertion d'intervalle de garde[18].

### 2.5 Préfixe cyclique :

L'idée de combiner les fonctions de lutte contre les IES d'un intervalle de garde à une égalisation simple des IEP a été proposée par Peled et Ruiz en 1980 dans [19]. La convolution circulaire ainsi obtenue, et rendant vraie la relation écrite par (2.5) dans le domaine fréquentiel, est certainement l'une des avancées qui a permis la démocratisation de l'OFDM. Cet intervalle de garde particulier, appelé préfixe cyclique (PC). le préfixe cyclique est une copie de la fin de la trame OFDM (les  $L$  derniers symboles) insérée après la IFFT lors de l'émission comme le montre la figure (2.5) puis enlevée à la réception avant le module FFT.



**Figure 2.4** : Exemple d'un préfixe cyclique[18].

L'avantage du préfixe cyclique, est de transformer 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 (équation 2.2).

$$TF\{x(n) * h(n)\} = TF\{x(n)\} \times TF\{h(n)\},$$

$$FFT\{x(n) \otimes h(n)\} = FFT\{x(n)\} \times FFT\{h(n)\} \quad (2.2)$$

Où  $*$  et  $\otimes$  représente respectivement une linéaire et circulaire convolution.

## 2.6 Principe De La Modulation :

La modulation multi porteuse l'OFDM consiste à répartir l'information à transmettre sur un grand nombre de sous porteuse orthogonale. Chaque sous porteuse est modulé de façon à rendre le canal de transmission non sélectif en fréquence. En bref la modulation OFDM transforme le canal large bande en un ensemble de sous canaux a bande étroite, chaque sous canal étant indépendant des autres. Donc pour répartir les données à transmettre sur les  $N$  sous porteuse, les symboles  $C_k$  qui sont groupés par paquets de  $N$  symboles (qu'on appellera symbole OFDM) et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

$C_k$  Sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par des constellations de type de la modulation numérique.

Considérons une séquence de  $N$  symboles :  $C_0, C_1, \dots, C_{(N-1)}$

Chaque donnée  $C_k$  module un signal à la fréquence  $f_k$ . Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :  $C_k e^{2j\pi f_k t}$

Le signal  $s(t)$  total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (2.6)$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est  $1/T_s$

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad t \in [0, T_s] \quad (2.7)$$

avec  $f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ .

$f_0$  Représente la première fréquence de la bande du signal. Appelons  $T_s$  la durée symbole OFDM c'est-à-dire le temps qui sépare deux séquences de  $N$  données. Chaque donnée  $C_k$  module un signal à la fréquence  $f_k$  et  $N$  est le nombre de porteuses.

Voici le schéma de principe de la Modulation :

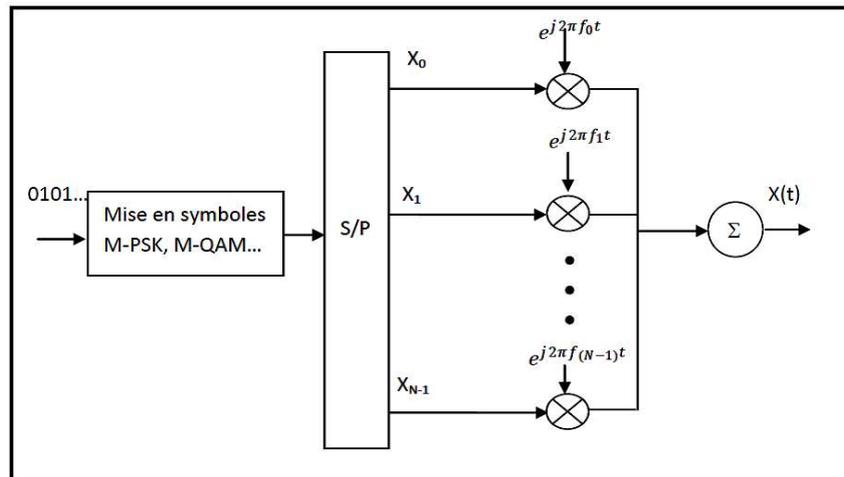


Figure 2.5 : Schéma de principe d'un Modulateur OFDM.

## 2.7 Principe De La Démodulation :

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole  $T_S$  :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \left( C_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_S})t} \right) \quad (2.8)$$

$H_k(t)$  est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence  $f_k$  et au temps  $t$ . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période  $T_S$ . La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous-porteuses suivant le schéma classique.

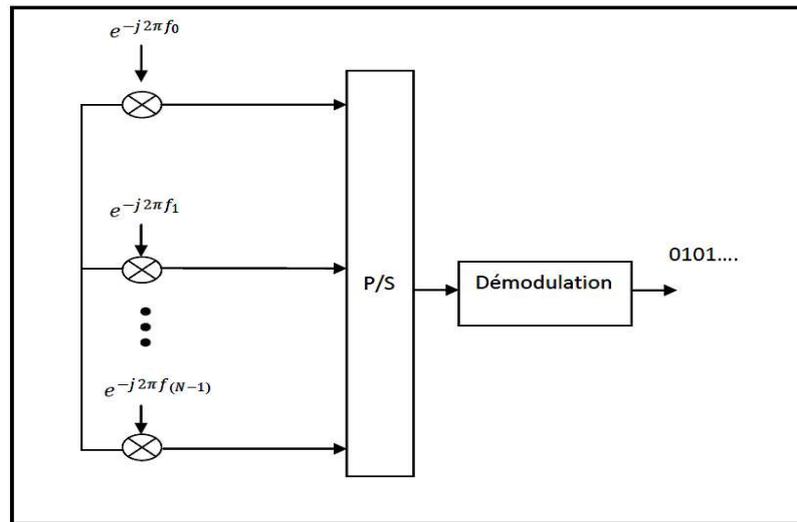


Figure 2.6 : Schéma de principe du Démodulateur OFDM.

## 2.8 La transformée de Fourier discrète :

La difficulté majeure d'implantation de la modulation réside alors dans la nécessité de disposer d'une banque d'oscillateurs sinusoïdaux en émission pour générer les sous-porteuses et autant de démodulateurs cohérents en réception. Cette difficulté rend alors impossible l'exploitation des communications multi-porteuses et les transmissions OFDM ne suscitent alors qu'un intérêt académique. En 1971, Weinstein et Ebert proposent l'utilisation de la transformée de Fourier discrète afin de générer la modulation et la démodulation des signaux multi-porteuses. Cette avancée est alors déterminante pour les communications OFDM puisque les avancées dans le domaine du traitement des signaux numériques éliminent peu à peu les contraintes matérielles liées à la modulation [23].

Un signal OFDM en bande de base complexe est obtenu par application d'une Transformée de Fourier Discrète inverse sur  $N$  échantillons :

$$x = \mathcal{F}_N^{-1}\{X\} \quad (2.9)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi \frac{k}{N} n} \quad 0 \leq n < N \quad (2.10)$$

La Démodulation d'un signal OFDM est donc l'opération duale utilisant la Transformée de Fourier Discrète (TFD) telle que :

$$X = \mathcal{F}_N \{x\} \quad (2.11)$$

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2j\pi \frac{k}{N} n} \quad 0 \leq k < N \quad (2.12)$$

## 2.9 Principes du modulateur et du démodulateur utilisant les transformées de Fourier discrètes :

A temps discret, le temps d'échantillonnage et la durée d'une trame OFDM entretiennent la relation  $T_e = T_s/N$ . à chaque instant, on a donc  $t = nT_e$  avec  $n \in (0, \dots, N-1)$  le signal échantillonné  $S(nT_e)$ , que l'on notera  $S(n)$  pour simplifier s'écrit :

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{k}{T_s} n T_e} \quad (2.13)$$

Avec :  $T_s = T_e \times N$

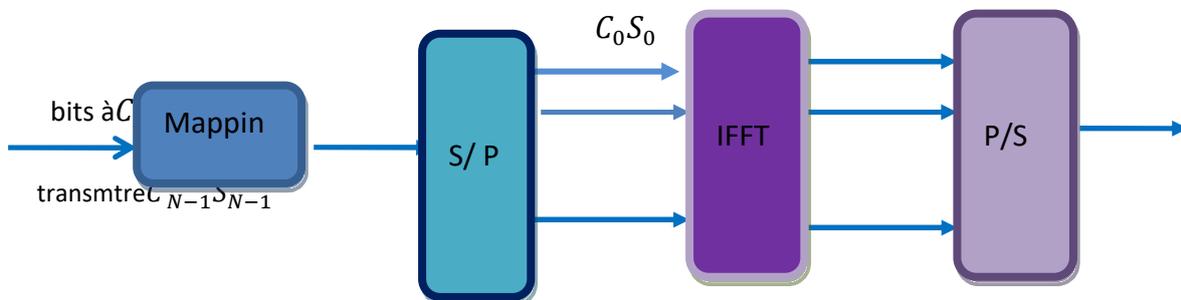
$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{k}{N} n} \quad (2.14)$$

Le terme  $S(n)$  sera appelé symbole OFDM, l'ensemble de ces symboles, pour  $n$  variant de 1 à  $N$  et noté  $\{S\}_{1:N}$ , constituera la trame OFDM. Ils peuvent être obtenus grâce à une transformée de Fourier discrète inverse des symboles  $\{c_k\}_{k=0,\dots,(N-1)}$  à transmettre.

Nous démontrons donc à l'équation (2.10) que la génération d'une trame OFDM à  $N$  sous-porteuses, en bande de base dans le domaine complexe et en temps discret par échantillonnage, est la stricte application de la Transformée de Fourier Discrète Inverse (TFDI) à un coefficient  $1/N$  près sur les symboles issus d'une modulation numérique complexe utilisée pour encoder l'information binaire.

$$S(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{k}{N} n} \quad 0 \leq n < N \quad (2.15)$$

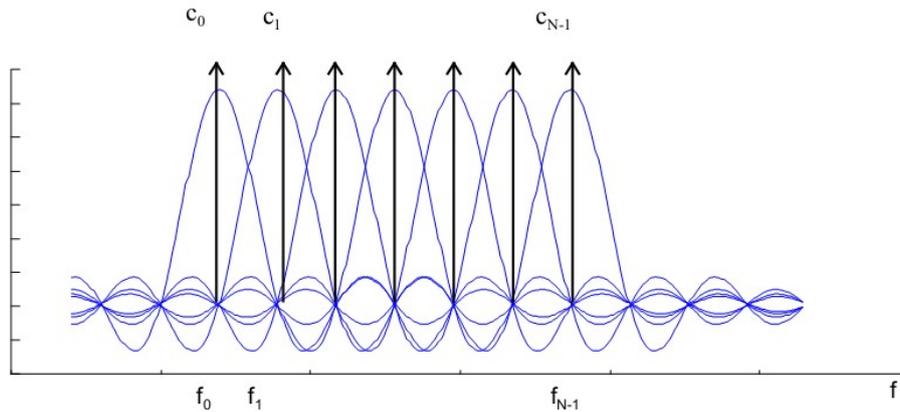
Le schéma numérique d'un modulateur OFDM est alors décrit par la figure 2.7



**Figure 2.7** : Schéma de principe du Modulateur OFDM Numérique.

Physiquement, les symboles numériques  $C_k$  sont les données dans l'espace fréquentiel, les échantillons du signal  $s_n$  sont les données dans l'espace temporel puisqu'on passe des premières aux secondes par une transformée de Fourier inverse.

Le spectre du signal OFDM est formé des  $C_k$  placés aux fréquences  $f_k$ , autour de ces données le spectre s'élargit suivant un sinus cardinal à cause du spectre de la fenêtre temporelle  $T_s$ .



**Figure 2.8:** Spectre du signal OFDM.

A la réception, la procédure inverse est appliquée. La démodulation consiste à effectuer une transformée de Fourier discrète directe des symboles reçus. Ceci peut être réalisé à l'aide de l'algorithme de la FFT.

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-2j\pi \frac{k}{N} n} \quad (2.16)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} ((s \circledast h)_n + w_n) e^{-2j\pi \frac{k}{N} n}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-2j\pi \frac{k}{N} n} \times \sum_{n=0}^{N-1} h_n e^{-2j\pi \frac{k}{N} n} + \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-2j\pi \frac{k}{N} n}$$

$$Y_k = C_k H_K + W_K, \quad 0 \leq k < N \quad (2.17)$$

La figure 2.9 décrit le schéma d'un démodulateur OFDM numérique. Nous notons les symboles  $\{Y_K\}_{K=0 \dots N-1}$  reçus après la FFT du récepteur, correspondant aux symboles émis  $\{C_K\}_{K=0 \dots N-1}$  placés avant l'IFFT de l'émetteur.

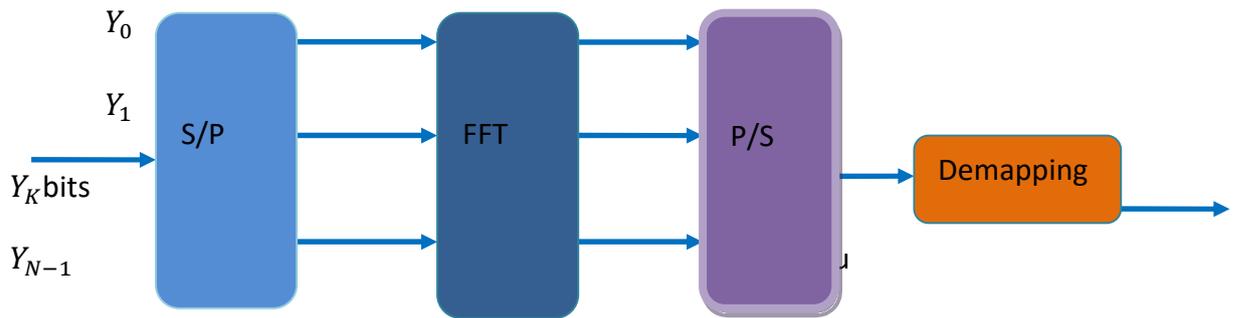


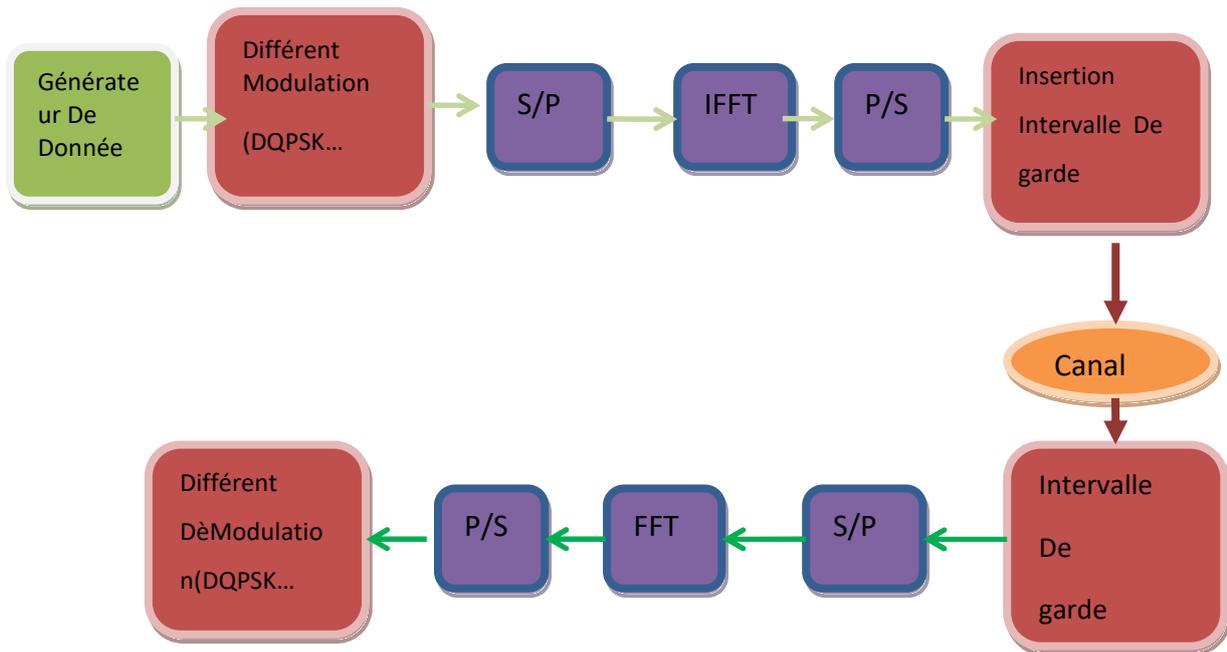
Figure2.9 : Schéma de principe d'un Démodulateur OFDM Numérique.

## 2.10 Schéma bloc d'un système OFDM :

Ce schéma (Figure 2.10) représente un système OFDM complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission.

On a d'abord le générateur des données qui vont être transmises, ensuite on a un convertisseur série parallèle qui divise les données à son entrée en des flux de données parallèles de débits réduits.

On a encore le bloc de modulation numérique (QAM, 16-QAM ...), le bloc d'insertion et d'omission de temps de garde, les blocs FFT et IFFT pour la modulation et démodulation des sous-porteuses et enfin les blocs caractérisant le canal de transmission. A la sortie, on rejoint les flux de données parallèles pour reconstituer les données initiales.



**Figure 2.10 :** Schéma d'un système OFDM en bande de base.

### 2.10.1 Les avantages

- la technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi trajets large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajets très simple à égaliser.
- complexité réduite de récepteur grâce à l'insertion d l'intervalle de garde et son rôle primordial dans la suppression de l'ISI et l'IÉP.
- une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses.

Contrairement aux modulations mono-porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.

- L'OFDM permet d'avoir une réponse fréquentielle du canal de transmission plate pour chaque sous porteuse, donc peu d'évanouissement.

### **2.10.2 Les inconvénients :**

Malgré ces avantages, la technique OFDM a également plusieurs inconvénients.

On distingue :

- un grand rapport puissance crête-à-moyenne du signal (PAPR, Peak-to-Average Power Ratio)

- Le rajout de l'intervalle de garde provoque une perte dans l'efficacité spectrale

- Une grande sensibilité à l'étalement Doppler.

- si le récepteur OFDM est mal synchronisé temporellement, un phénomène d'interférence entre symboles OFDM peut intervenir dégradant considérablement les performances du système global.

### **2.11 Conclusion :**

Le succès du déploiement des systèmes de communication de la téléphonie mobile, et la fusion entre les réseaux informatiques et les systèmes de communication sans fil ont promis d'un bon futur dans le monde de communication sans fil à haut débit comme l'accès à l'Internet et les applications multimédia.

Un des majeurs problèmes que rencontre la transmission à débit élevé est le problème de trajet multiple. L'OFDM apparaît comme une bonne solution pour les trajets multiples.

En effet, l'utilisation élégante de la transformée de Fourier pour la génération et la démodulation des signaux autorise une diffusion diversifiée de l'information sur les sous-porteuses ainsi qu'une implantation efficace de la modulation. Associée à la propriété d'orthogonalité des sous-porteuses, l'OFDM se distingue par une très forte efficacité spectrale qui autorise des débits d'information élevés. Aussi, sa robustesse face aux

dispersions des canaux de propagation, par utilisation d'un intervalle de garde, aide à lutter efficacement contre les interférences entre symboles. La détection et l'égalisation du canal se voit aussi simplifiée par l'utilisation du préfixe cyclique.

## Chapitre 3 : Capacité de canal UWB en MIMO

---

### 3.1 Introduction :

Le canal de propagation est le milieu dans lequel se propage le signal de l'émetteur au récepteur. Il est donc important d'avoir une bonne compréhension de ce canal de propagation. L'UWB est utilisé généralement par des applications majoritairement en environnement de type indoor (résidentiel ou bureau). Des études et des mesures ont été menées par le groupe de travail IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a pour suggérer des modèles mathématiques du canal UWB. Dans un cas idéal, en espace libre, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard qui dépendent de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Mais en réalité, le canal UWB est beaucoup plus complexe. Le canal est composé de plusieurs clusters qui contiennent plusieurs trajets multiples. Le canal UWB en haut débit est un canal sélectif en fréquence, l'utilisation d'un système multi bandes OFDM est nécessaire pour faire face à cette sélectivité. Les systèmes UWB ont l'avantage de posséder une grande capacité de transmission grâce notamment à sa grande largeur de bande. L'optimisation des ressources en respectant les différentes contraintes permettra sans doute d'augmenter la capacité et la possibilité d'attendre de très grands débits de transmission.

Dans ce chapitre, premièrement, on s'intéresse à décrire le modèle du canal UWB en indoor dans le cas SISO puis en MIMO. Deuxièmement, on propose d'étudier l'évaluation de la capacité théorique d'un canal UWB dans le contexte MIMO. L'évaluation dépendra de la connaissance ou pas de l'information sur l'état du canal à l'émission. Cependant, en pratique, des contraintes supplémentaires doivent être prises en compte.

## 3.2 Les modèles de canaux UWB-SISO :

### 3.2.1 Le modèle S-V :

Dans le cas de transmission des signaux à bande étroite, le canal est souvent modélisé comme un bruit blanc additif gaussien. En réalité, le milieu de propagation est beaucoup plus complexe, particulièrement dans le cas des transmissions UWB.

Plusieurs recherches notamment ceux élaborées dans [24], [25] et [26], ont montré que le canal de propagation UWB est constitué d'une multitude d'obstacles et de réflecteurs perturbant la propagation du signal. En plus, l'observation des mesures faites pour les réponses impulsionnelles indiquent que les rayons arrivent en clusters, c'est à dire en groupes comme le montre la figure 3.1.

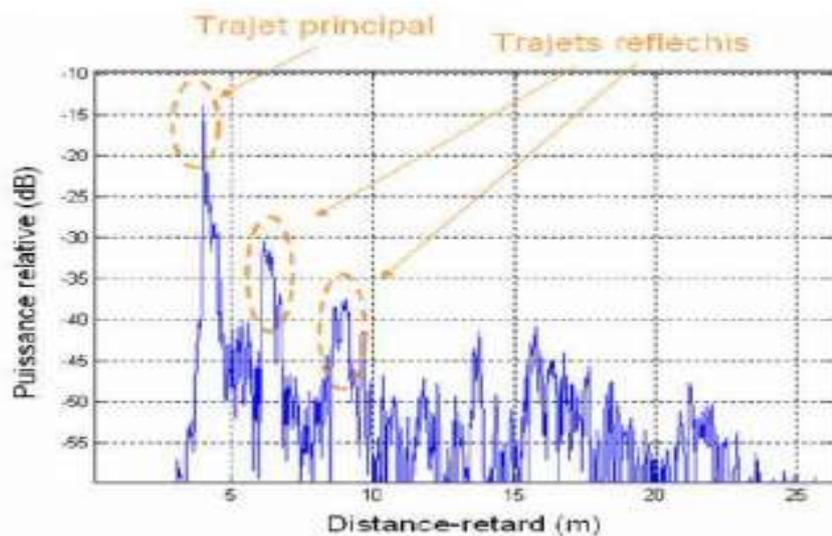


Figure 3.1 : Réponse impulsionnelle mesurée [24].

Le modèle le plus général a été proposé par Adel A. M. Saleh et Reinaldo A. Valenzuela dans [27]. Ce modèle de canal multi trajets a été adopté dans la normalisation du canal UWB.

### 3.2.2 Description du modèle :

La réponse impulsionnelle du canal à une succession de plusieurs groupes de trajets appelés **clusters** et arrivant chacun avec un retard différent. Chaque cluster est composé de multiples

trajets caractérisés avec différentes atténuations complexes et différents retards. Le formalisme S-V de la réponse impulsionnelle du canal  $h(t)$  est donné dans l'expression (3.1) et une illustration en est faite en figure (3.2).

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K a_{k,l} e^{j\theta_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.1)$$

où  $\delta(t)$  est la fonction de Dirac,

$a_{k,l}$  est le coefficient de gain des trajets multiples modélisé par une loi de Nakagami ou une loi log-normale offrant une meilleure adéquation entre le modèle et les observations expérimentales,

$L$  est le nombre total de clusters et  $K$  le nombre total des trajets au sein de chaque cluster,

$T_l$  est le retard excessif du  $l$ -ième cluster et  $\tau_{k,l}$  est le retard excessif de  $k$ -ième trajet du  $l$ -ième cluster par rapport au temps d'arrivée du cluster  $T_l$ ,

$\theta_{k,l}$  est la phase du  $k$ -ième trajet du  $l$ -ième cluster.

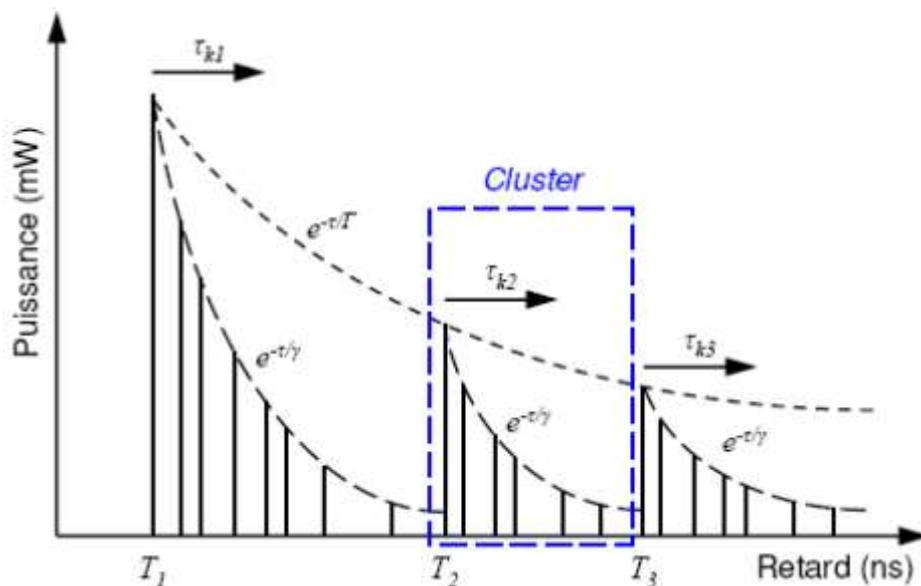


Figure 3.2 : Profil puissance-retard selon le formalisme de Saleh et Valenzuela [27].

### 3.2.3 Instants d'arrivée des clusters et des trajets :

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

une loi exponentielle de paramètre  $\lambda$  (car si les temps d'arrivée obéissent à **un processus de Poisson**, l'écart entre deux instants suit une loi exponentielle).

$$P\left(\frac{T_l}{T_{l-1}}\right) = \lambda \exp[-\lambda(T_l - T_{l-1})] \quad (3.2)$$

Le temps moyen entre deux clusters est donc égal à  $1/\lambda$ . De même les instants d'arrivée des trajets  $\tau_{k,l}$ , au sein d'un cluster sont modélisés par une loi de Poisson de fréquence d'apparition  $\lambda$ . Les trajets sont donc espacés d'un temps qui est régi par une loi exponentielle de paramètre  $\lambda$ .

$$P\left(\frac{\tau_{k,l}}{\tau_{(k-1),l}}\right) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})] \quad (3.3)$$

### 3.2.4 Le modèle d'évanouissement à petite échelle

Le modèle SV présenté précédemment est le modèle le plus général, cependant il existe un modèle plus simple pour le canal UWB caractérisant les évanouissements à petite échelle, c'est-à-dire, les trajets multiples sans faire intervenir les clusters. Ce modèle est adopté dans ce projet de fin d'étude. La réponse impulsionnelle du canal UWB est ainsi donnée par :

$$h(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \delta[t - (k-1)\Delta\tau] \quad (3.4)$$

$K$  est le nombre de trajets multiples,  $\Delta\tau$  est le temps d'échantillonnage  $\alpha_k$  est l'amplitude de l'évanouissement du  $k$ -ième trajet avec :

$$\begin{aligned} \alpha_k &= v_k \xi_k \\ v_k &:= \text{sign}(\alpha_k) \end{aligned} \quad (3.5)$$

$v_k$  est le signe de  $\alpha_k$ , et  $\xi_k := |\alpha_k|$ , est l'amplitude de  $\alpha_k$ . Des études ont montré que les statistiques de  $\xi_k$  sont modélisées soit par une distribution de Nakagami ou une distribution de type lognormal [38, 39]. Dans ce projet nous adoptons la distribution de Nakagami dont la fonction densité de probabilité pour une variable  $\xi_k$  est décrite par

$$p_{\xi_k}(x) = \begin{cases} 2[\kappa/(2\Omega_k)]^{\kappa/2} \{1/\Gamma(\kappa/2)\} x^{\kappa-1} e^{-\kappa x^2/(2\Omega_k)} & \text{pour } x \geq 0 \\ 0 & \text{pour } x < 0 \end{cases} \quad \text{avec } \kappa \geq 0 \quad (3.6)$$

$\Gamma$  est une fonction de gamma,  $\Omega_k = \mathcal{E}(\alpha_k)$  et  $\kappa = 2[\mathcal{E}(\alpha_k^2)/\text{var}(\alpha_k^2)]$ .  $\mathcal{E}(\cdot)$  est l'Esperance mathématique.

La puissance de l'amplitude de l'évanouissement  $\alpha_k$  décroît exponentiellement avec le retard. Le paramètre  $\Omega_k$  varie avec  $k$  selon :

$$\Omega_k = r \Omega_{k-1} \quad (3.7)$$

où  $r$  varie entre 0.91 et 0.98.

Ce modèle est préférable dans les milieux où la diffusion des trajets multiples est dense comme par exemple les milieux industriels (en raison de l'abondance de métal) [29].

### 3.3 Le modèle du canal UWB-MIMO :

La technologie MIMO est imposée comme une solution très intéressante pour augmenter le débit et la fiabilité des transmissions.

En effet, les systèmes SISO classiques exploitent uniquement les dimensions temporelles et/ou fréquentielles pour améliorer le débit et la fiabilité de la transmission. Pour une puissance de transmission donnée, le système profite alors d'un ordre de diversité et d'une capacité fixés par ces deux dimensions. Les différentes techniques MIMO visent, quant à elles, à accroître l'ordre de diversité et/ou la capacité de la transmission par l'exploitation d'une nouvelle dimension, la dimension spatiale. Il sera donc possible d'améliorer les performances d'un système en bénéficiant d'une branche de diversité supplémentaire tout en conservant une même puissance d'émission et tout ceci sans accroître l'occupation spectrale des signaux.

L'usage de plusieurs antennes à l'émission et à la réception requiert une modélisation spatiale du canal. En plus de la modélisation classique comme dans le cas SISO, la modélisation du canal MIMO nécessite donc des informations spatiales sur le canal, telles que les angles ou directions de départ et les angles de directions d'arrivée des rayons. [29].

Pour le cas UWB-MIMO, il est possible d'utiliser le modèle de Saleh et Valenzuela ou encore le modèle d'évanouissement à petite échelle de l'équation (3.4). C'est ce dernier modèle qui sera adopté dans ce projet de fin d'étude.

Le modèle du canal MIMO-UWB, est décrit principalement par sa matrice de la réponse impulsionnelle du canal (RIC). Supposons qu'il y a  $N_T$  antennes de transmission et  $N_R$  antennes à la réception.

Si les diffuseurs sont suffisamment denses, le modèle simple pour SISO de l'équation (3.4) peut être étendu au cas du canal MIMO-UWB tel que :

$$H(t) = \sum_{k=1}^K A_k \delta[t - (k-1)\Delta\tau] \quad (3.8)$$

Où  $\delta(t)$  : la fonction de Dirac,  $H(t)$  est la matrice de la réponse impulsionnelle du canal avec

$$H(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \cdots & h_{1N_T}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \cdots & h_{2N_T}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R}(t) & h_{N_R1}(t) & \cdots & h_{N_RN_T}(t) \end{pmatrix}_{N_R \times N_T} \quad (3.9)$$

Avec  $K$  le nombre de trajets multiples,  $\Delta\tau$  est la période d'échantillonnage et  $A_k, k = 1, 2, \dots, K$  une matrice de dimension  $N_R \times N_T$  des amplitudes des évanouissements distribués selon la loi Nakagami. On suppose qu'il n'y a pas de corrélation entre les canaux MIMO. Ces amplitudes sont générées de la même façon que dans le cas SISO.

### 3.4 Evaluation de la capacité d'un canal UWB-MIMO sélectif en fréquence:

#### 3.4.1 Dans le cas continu :

Supposons que le vecteur reçu  $Y(t)$  d'une transmission en UWB-MIMO sur un canal sélectif en fréquence est donné par l'équation suivante :

$$Y(t) = \sum_{k=1}^K A_k X(t - (k-1)\tau) + N(t) \quad (3.10)$$

Où  $X(t)$  et  $Y(t)$  sont des vecteurs de dimension  $N_T$  et  $N_R$  respectivement, avec  $N_T$  et  $N_R$  étant le nombre d'antenne à l'émission et la réception et  $N(t)$  est le vecteur de bruit. Soit  $S_X(f)$  la densité spectrale de puissance du vecteur transmis  $X(t)$ .

**Hypothèse 1 :** Les matrices  $A_k; k = 1, \dots, K$ , sont supposées indépendantes. Supposons aussi que  $A_k = [\alpha_{k,mn}]_{N_R \times N_T}$  avec  $\alpha_{k,mn} = v_{k,mn} \zeta_{k,mn}$  avec  $k = 1, \dots, K, m = 1, \dots, N_R, n = 1, \dots, N_T$ . Les paramètres  $v_{k,mn}$  et  $\alpha_{k,mn}$  supposent des distributions comme spécifié par (3.5) et (3.6) respectivement, avec  $\Omega_k$  étant régie par le modèle (3.7).

**Hypothèse 2 :** La puissance du signal transmis est bornée par  $\bar{S}$ , c'est-à-dire.

$$\mathcal{E}(X^T(t)X(t)) = \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \text{tr}(S_X(f)) df \leq \bar{S} \quad (3.11)$$

On définit  $\bar{A} = (A_1 \cdots A_K)$  et supposons une réalisation de  $\bar{A}$ . Afin de pouvoir calculer la capacité de ce canal supposé sélectif, nous divisons la bande du canal en entier en nombre infini de petites sous-bandes. Sur chaque sous-bande, la réponse du sous-canal est considérée plate, après il est donc possible d'appliquer la formule de la capacité de Shannon sur chaque sous-canal. Ensuite intégrer la capacité des canaux des sous-bandes sur la largeur de bande en entier [33], nous donne l'information mutuelle conditionnelle  $\mathcal{J}_{\bar{A}}$  comme suit :

$$\mathcal{J}_{\bar{A}} = \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \log \det \left[ I + \frac{1}{N_0} H(f) S_X(f) H^+(f) \right] df \quad (3.12)$$

On pose  $u = 2\pi f/B$ , sachant que  $df = 1/B du$ , et on définit  $\tilde{H}(u) = \sum_{k=1}^K A_k e^{-j(k-1)u}$  et  $\tilde{S}_X(u) = S_X(uB/2\pi)$ , Nous obtenons :

$$\mathcal{J}_{\bar{A}} = \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \log \det \left\{ I + \frac{1}{N_0 B N_T} \tilde{H}(u) \tilde{S}_X(u) \tilde{H}^+(u) \right\} du \quad (3.13)$$

Tout d'abord, examinons le cas où l'émetteur ne possède pas de connaissance sur le canal. Dans ce cas, la puissance sera distribuée uniformément sur l'ensemble des fréquences de la bande et sur toutes les antennes à l'émission. Ainsi l'équation (3.13) devient :

$$C_{\bar{A}} = \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \log \det \left\{ I + \frac{\bar{S}}{N_0 B N_T} \tilde{H}(u) \tilde{H}^+(u) \right\} du$$

$$= \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \log \det \left\{ I + \frac{\rho}{N_T} \tilde{H}(u) \tilde{H}^\dagger(u) \right\} du \quad (3.14)$$

Où  $\rho = \frac{\bar{S}}{N_0 B}$  est le SNR.

Maintenant dans le cas où l'émetteur possède l'information sur le canal. Dans ce cas, la densité spectrale de puissance  $\mathbf{S}_x(\mathbf{f})$  (ou de façon équivalente  $\tilde{\mathbf{S}}_x(\mathbf{u})$ ) doit être conçue pour de façon à maximiser  $\mathcal{C}_{\bar{A}}$ .

Puisque la matrice  $\tilde{H}^\dagger(u) \tilde{H}(u)$  est hermétique, alors on peut être diagonaliser  $\tilde{H}^\dagger(u) \tilde{H}(u) = U^\dagger(u) \Lambda(u) U(u)$  et on pose  $\tilde{\mathbf{S}}_x(u) = U(u) \tilde{\mathbf{S}}_x(u) U^\dagger(u)$ , où  $U(u)$  est une matrice unitaire et  $\Lambda(u) = \text{diag} \{ \lambda_1(u), \lambda_2(u), \dots, \lambda_{N_T}(u) \}$ . Avec  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_T}$  sont les valeurs propres de  $\tilde{H}^\dagger(u) \tilde{H}(u)$ . Notez que les deux matrices  $U$  et  $\Lambda$  sont en fonction de la fréquence normalisée  $u$ .

À l'aide la propriété suivante  $\det(I + M_1 M_2) = \det(I + M_2 M_1)$  pour deux quelconques matrices  $M_1$  et  $M_2$  nous avons :

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_{\bar{A}} &= \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \log \det \left\{ I + \frac{1}{N_0} \tilde{\mathbf{S}}_x \tilde{H}^\dagger(u) \tilde{H}(u) \right\} du \\ &= \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \log \det \left\{ I + \frac{1}{N_0} \Lambda^{1/2}(u) \tilde{\mathbf{S}}_x(u) \Lambda^{1/2}(u) \right\} du. \end{aligned}$$

Ainsi, nous avons :

$$\det \left\{ I + \frac{1}{N_0} \Lambda^{1/2}(u) \right\} \leq \prod_{i=1}^{N_T} \left[ 1 + \frac{1}{N_0} q_i(u) \lambda_i(u) \right]$$

Où  $q_i(u), i = 1, \dots, N_T$  sont les entrées diagonales de  $\tilde{\mathbf{S}}_x(\mathbf{u})$  et l'égalité tient quand  $\tilde{\mathbf{S}}_x(\mathbf{u})$  est diagonale. Donc :

$$\mathcal{J}_{\bar{A}} \leq \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \sum_{i=1}^{N_T} \log \left[ 1 + \frac{1}{N_0} q_i(u) \lambda_i(u) \right] du \quad (3.15)$$

Maintenant, nous procédons à trouver  $q_i(u)$ , de telle sorte que l'intégrale (3.15) est en outre maximisée sous la contrainte (3.11). Soit  $\theta^{-1}$  le multiplicateur de Lagrange alors on peut écrire le critère à optimiser

$$\mathcal{J}(\tilde{S}_X) = \sum_{i=1}^{N_T} \log \left[ 1 + \frac{1}{N_0} q_i(u) \lambda_i(u) \right] - \theta^{-1} \sum_{i=1}^{N_T} q_i(u) \quad (3.16)$$

Où nous avons utilisé le fait que  $\text{tr}(S_x(f)) = \text{tr}(\tilde{S}_X(u))$ . Notons que  $\theta$  est une constante qui est indépendante de la fréquence  $u$ . En dérivant  $\partial \mathcal{J}(\tilde{S}_X) / \partial q_i = 0$ , la solution optimale pour que  $q_i(u)$  maximise  $\mathcal{J}_{\bar{A}}$  est donné par :

$$q_i(u) = \left[ \theta - \frac{N_0}{\lambda_i(u)} \right]_+$$

La constante  $\theta$  est déterminé par la contrainte de puissance (3.11) :

$$\begin{aligned} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \text{tr}(s_x(f)) df &= \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \text{tr}(\tilde{S}_X(u)) du \\ &= \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \sum_{i=1}^{N_T} \left[ \theta - \frac{N_0}{\lambda_i(u)} \right]_+ du = \bar{s} \end{aligned}$$

La condition de la capacité du canal est donnée par :

$$C_{\bar{A}} = \frac{B}{\pi} \int_0^\pi \sum_{i=1}^{N_T} \int_{F_{i\theta}} \log \left\{ \frac{\theta}{N_0} \lambda_i(u) \right\} du \quad (3.17)$$

où  $F_{i\theta}$  désigne les intervalles de  $f$  dans lequel :

$$\frac{N_0}{\lambda_i(u)} \leq \theta, i = 1, \dots, N_T$$

Les intégrales des expressions précédentes sont calculées de manière numérique par la méthode de Monte-carlo[33]. Par contre, Il est plus intéressant de refaire les calculs pour le cas discret qui nous intéresse plus. L'utilisation de la modulation OFDM, va diviser le canal en  $N$  sous canaux supposés non sélectifs en fréquence. En discret donc, il suffit de remplacer l'intégrale par une somme sur le nombre de canaux utilisés. Pour avoir la capacité en bps ; il faut multiplier la somme des capacités sur chaque sous canal par la largeur de chaque sous canal qui est de  $B/N$

### 3.4.2 Dans le cas discret :

Pour déterminer la capacité optimale du canal MIMO cas discret lorsque le canal  $\mathbf{H}$  est inconnu à l'émetteur

$$C_{\backslash \bar{A}} = \mathbf{B}/\mathbf{N} \sum_{k=0}^{N-1} \log \det \left\{ \mathbf{I} + \frac{\rho}{N_T} \tilde{\mathbf{H}}(u) \tilde{\mathbf{H}}^\dagger(u) \right\}$$

Pour simplifier, on procède à une décomposition en valeurs singulières (SVD) du canal MIMO tel que :

$$\mathbf{U} \mathbf{\Lambda}(k) \mathbf{V}^H = \mathbf{SVD}(\mathbf{H}(\mathbf{k})\mathbf{H}^\dagger(\mathbf{k}))$$

Avec  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  sont des matrices unitaires  $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{1}$ ,

$(\cdot)^\dagger$  est la Conjuguée transposée d'une matrice

$\mathbf{\Lambda}(\mathbf{k})$  est une matrice diagonale qui contient les valeurs propres de  $\mathbf{H}(\mathbf{k})\mathbf{H}^\dagger(\mathbf{k})$  tel que :

$\mathbf{\Lambda}(\mathbf{k}) = \mathbf{diag}[\lambda_1(k), \lambda_2(k), \dots, \lambda_{N_T}(k)]$  et  $\lambda_1(k) \geq \lambda_2(k) \geq \dots \geq \lambda_{N_T}(k)$ .

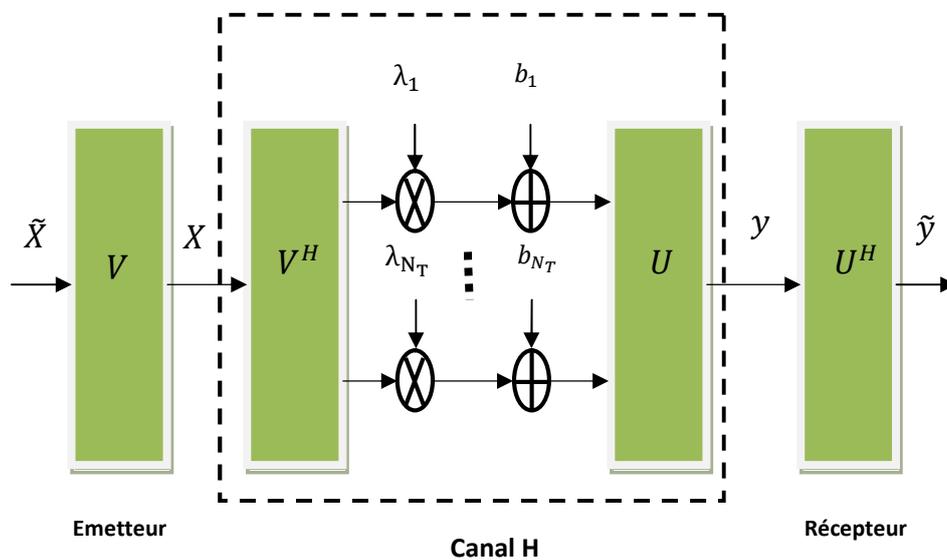


Figure 3.3 : Décomposition SVD Du canal MIMO

Ainsi le canal MIMO est partagé en  $N_T$  (nombre d'antenne à l'émission) canaux SISO parallèles comme le montre la figure 3.3 ci-dessus. La capacité devient

$$C_{\backslash \bar{A}} = \mathbf{B}/\mathbf{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N_T} \log \left\{ \frac{\rho}{N_T} \lambda_i(k) \right\}$$

Pour déterminer la capacité optimale du canal MIMO cas discret lorsque le canal  $\mathbf{H}$  est connu à l'émetteur

$$C_{\bar{A}} = \mathbf{B}/\mathbf{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N_T} \log \left\{ \frac{\theta}{N_0} \lambda_l(k) \right\}$$

### 3.4.3 Calcul pratique de la capacité :

La capacité théorique du canal est souvent impossible à atteindre pour plusieurs raisons, mais elle est utile à calculer car elle sert de limite et benchmark pour évaluer les performances des systèmes.

En pratique, il est utile de tenir compte d'un certain nombre de contraintes, à commencer par le BER qu'on souhaite atteindre, les constellations réalisables, les limitations en puissance maximale par sous canal (c'est le cas en UWB). Il est également important d'utiliser des algorithmes moins complexes, il se trouve que le calcul optimal basé sur le water-filling nécessite une complexité calculatoire importante. On trouve dans la littérature un certain nombre d'algorithmes dit « bit loading » qui sont basés sur la formule de capacité de Shannon mais qui sont moins complexes et se rapprochant des performances optimales. On peut citer **l'algorithme de Chow** qu'on va décrire dans le chapitre suivant.

#### a) La marge de SNR :

Dans un canal Gaussien, le nombre de bits pouvant être transmis est défini par

$$b = \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (3.18)$$

Une autre expression, prenant en compte le fait que dans un système des constellations avec granularité fini sont utilisées, s'exprime par :

$$b = \log_2(1 + \text{SNR}/\Gamma) \quad (3.19)$$

Avec  $\Gamma$  la marge de SNR (SNR gap). Ce paramètre dépend des constellations et de la probabilité d'erreur symbole  $P_{es}$ . Pour des constellations M-QAM, avec  $M$  l'ordre de modulation [40], l'expression suivante est donnée :

$$\Gamma = \frac{1}{3} \left( Q^{-1} \left( \frac{P_{es}}{4} \right) \right)^2 \quad (3.19)$$

Avec Q fonction de Marcum

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{1}{2}y^2} dy \quad (3.20)$$

Nous avons alors trace la courbes des équations 3.17 et 3.18 a la figure 3.4 pour une probabilité d'erreur symbole fixée  $P_{es} = 10^{-3}$ . Ici, L'expression de la marge  $\Gamma$  est définie en fonction de l'erreur symbole. Généralement les couches supérieures spécifient des contraintes exprimées en terme de taux d'erreur binaire [40], On utilisera alors l'approximation suivante :

$$P_{eb} \approx \frac{P_{es}}{\log_2(M)}$$

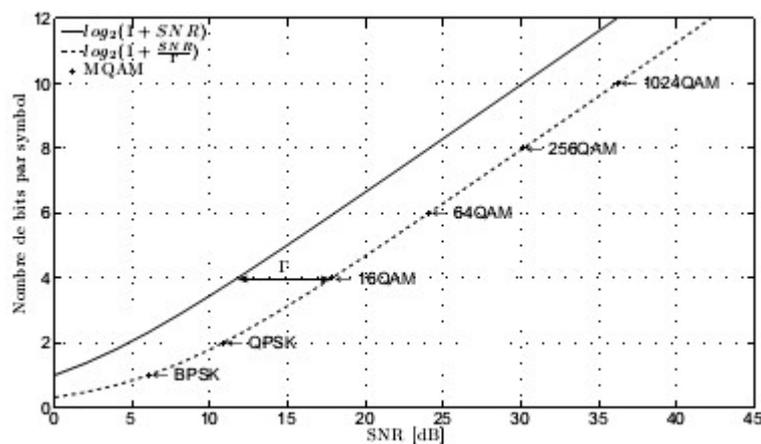


Figure 3.4 – Nombre de bits par symbole pour des constellations M-QAM avec une probabilité d'erreur symbole  $P_{es} = 10^{-3}$

**b) Marge de bruit :**

Une autre marge, appelée marge de bruit, notée  $\gamma$ , peut-être introduite afin de prendre en compte les bruits apportés par la chaîne de réception mais aussi par d'autres liens au canal (bruits impulsifs, ...)[40].

$$b = \log_2 \left( 1 + \frac{\text{SNR}}{\Gamma + \gamma} \right)$$

**3.5 Conclusion :**

Il faut souligner que le monde des télécommunications sans fil a connu des progrès phénoménaux. Nous pensons que la technologie UWB connaîtra une attractivité dans un futur très proche pour les transmissions très rapides. Des tests récents ont permis la transmission la plus rapide au monde, de l'ordre de 7Go/s sur quelques centimètres.

## Chapitre 4 Simulation et Résultats

---

Dans ce chapitre nous allons exposer les résultats d'une allocation efficace des bits et des puissances réalisant une modulation adaptative sur un canal sélectif en fréquence de type **UWB-MIMO**.

On utilise donc la modulation MIMO-OFDM avec  $N_T$  antennes à l'émission et  $N_R$  antennes à la réception. Le canal entre chaque deux antennes est divisé en  $N$  sous canaux. Nous avons donc un total de  $N_T \times N$  sous canaux, résultat d'un multiplexage temporel et fréquentiel. Il est possible de simplifier ce multiplexage par l'utilisation de la décomposition SVD.

Le canal UWB utilisé, est un canal statique utilisé généralement par des applications majoritairement en environnement de type indoor (résidentiel ou bureau). Les amplitudes des atténuations ont été générées selon la loi de **Nakagami** comme nous l'avons exposé dans le chapitre 3. Le fait que le canal soit statique, renforce la possibilité d'acquérir l'information sur le canal (tous les gains du canal) à temps à partir du récepteur. Une fois l'information sur le canal obtenue par l'émetteur, selon le niveau du rapport signal sur bruit il est possible d'adapter la modulation numérique aux variations du canal dans le but d'augmenter le débit avec le maximum de fiabilité.

### 4.1 Algorithme d'adaptation de la modulation en UWB-MIMO

Notre algorithme s'est basé sur une version **de l'algorithme de Chow** qui a été proposé pour les systèmes DMT utilisés en ADSL. L'algorithme proposé, calcul le nombre entier de bits à transmettre sur chaque sous canal et sur chaque antenne. La répartition est donc réalisée sur l'axe fréquentiel et sur l'axe spatial. Le nombre de bits par sous canal détermine la taille de la constellation de type M-QAM qu'il faut utilisée par sous canal.

L'idée est de fixer le nombre bits total  $B_{cible}$  qu'on souhaite transmettre sur un canal **UWB**, et de calculer l'allocation efficace de bits sur les sous-canaux en s'appuyant sur la formule de Shannon, et en se basant sur le principe que les bons canaux avec des gains élevés seront plus aptes à transmettre le plus bits. Les mauvais canaux ou qui sont très atténués seraient moins sollicités pour transmettre ou carrément éliminés lorsque le SNR est faible. La taille de la constellation de la modulation de type M-QAM est variable selon le niveau du rapport signal sur bruit et la gain du sous canal. Un SNR gap qui représente la différence en SNR nécessaire pour atteindre un BER cible est rajouté dans la formule de la capacité. Enfin, à cause des limitations spectrales de l'UWB, la puissance maximale autorisée par sous canal est prise en compte lors l'allocation des puissances.

Une modulation adaptative consiste par exemple à définir sur chacune des sous-bandes, la taille de constellation la plus adéquate en fonction du SNR.

Plus généralement, l'adaptation peut concerner différents paramètres de la couche PHY comme la puissance d'émission, la taille des constellations, le type et rendement du codage canal, la taille de l'intervalle de garde et autres. Ces paramètres dépendent de l'état du canal.

#### **4.1.1 Principe de l'Algorithme proposé:**

La distribution optimale de la puissance par l'algorithme du « water-filling » est complexe à calculer et suppose l'utilisation des constellations de granularité infinie ce qui n'est pas réalisable. L'algorithme de Chow, démarre d'une distribution uniforme de la puissance, ensuite selon le SNR des sous canaux adapte d'une manière itérative l'allocation des bits sur ces sous canaux jusqu'à attendre le débit cible qu'on souhaite atteindre. La puissance non utilisée est reconvertit en une quantité qu'on appelle  $\gamma_{margin}$  qui peut être considérée comme un bruit supplémentaire que le système peut tolérer et qui garantit la convergence de l'algorithme. Une redistribution de la puissance est calculée à la fin de l'algorithme. L'algorithme possède l'avantage d'être simple et moins complexe.

L'algorithme est ensuite élargi au canal UWB-MIMO en rajoutant une contrainte supplémentaire sur la puissance max par sous canal.

Avant d'expliquer les étapes de l'algorithme, observons à nouveau l'équation de la capacité théorique dans le cas où la puissance est distribuée de manière uniforme sur tous les canaux et sur toutes les antennes :

Système SISO :

$$C = \frac{B}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2 \left[ 1 + \frac{P_{\text{total}}}{N \cdot N_0} |H(k)|^2 \right] \quad (4.1)$$

Système MIMO :

$$C = \frac{B}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N_T} \log_2 \left[ 1 + \frac{P_{\text{total}} \lambda_i(k)}{N_T \cdot N \cdot N_0} \right] \quad (4.2)$$

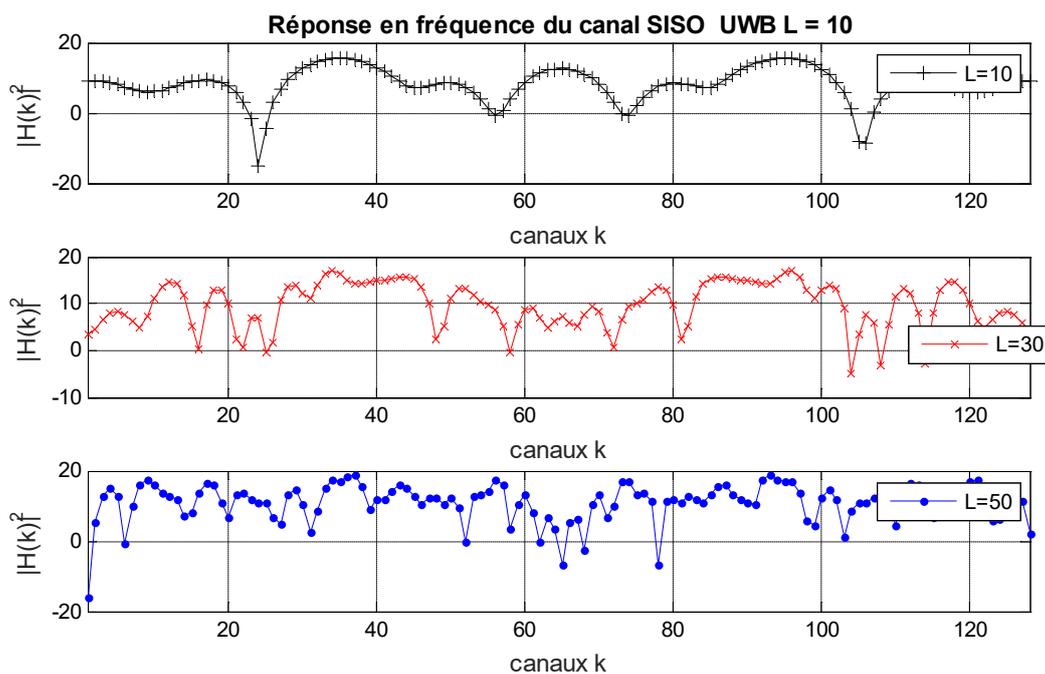
En pratique, il faut rajouter d'autres contraintes importantes liées au système UWB, les constellations réalisables et la minimisation de la probabilité d'erreur désirée par sous-canal. Pour résumer voici les contraintes supplémentaires qu'il faut respecter pour un calcul pratique de la capacité en UWB :

- Fixer le débit cible qu'on souhaite atteindre qui doit rester inférieur à la capacité.
- Limitation de puissance max par sous-canal selon le masque UWB
- Utiliser des constellations réalisables avec un nombre de bit entier, et on peut aussi limiter la taille de constellation.
- Tenir en compte de la probabilité d'erreur en rajoutant un SNR gap qui a une valeur fixe pour la modulation M-QAM.
- Augmenter le débit par l'utilisation d'un système MIMO et simplification avec décomposition SVD
- Varier la modulation de manière adaptative au SNR et l'état du canal

### 4.1.2 Simulation du canal UWB-SISO

Nous adoptons pour nos simulations le modèle de l'équation (3.4), l'allure du canal UWB dépend principalement de la période d'échantillonnage  $\Delta\tau$  et nombre de trajet considéré  $L$ . Pour nos simulations le canal est divisé en  $N = 128$  sous bandes, la génération des amplitudes des atténuations est réalisée avec une loi de **Nakagami** selon les équations (3.5), (3.6) et (3.7). Les paramètres de la simulation sont donc  $\kappa = 4$  et  $r = 0.95$ ,  $B = 528 \text{ MHz}$ , et  $\tau = 1/B$ .

Le canal simulé représente environnement intérieur (indoor) dense avec des murs et des meubles. En augmentant le nombre de trajets  $L$  causés par des réflexions, on peut observer d'après la figure 4.1, que le canal devient de plus en plus sélectif en fréquence.



**Figure 4.1** : L'effet du nombre de trajets sur le canal SISO UWB.

### 4.1.3 Simulation du canal MIMO UWB :

Les mêmes paramètres que dans le cas SISO sont utilisés pour générer le canal MIMO. Entre chaque deux antennes, on génère une atténuation selon une loi de Nakagami pour remplir la matrice  $A_k = [\alpha_{k,mn}]_{N_R \times N_T}$  avec  $\alpha_{k,mn} = \nu_{k,mn} \zeta_{k,mn}$ , avec k indice des fréquences, m et n indices spatiales des antennes.

Une fois le canal généré, le multiplexage du canal MIMO est transformé en plusieurs canaux parallèles SISO. Ceci est réalisé en utilisant la décomposition SVD comme nous l'avons vu à la section 3.4.2.

### 4.1.4 Algorithmes

Les algorithmes utilisés pour adaptation de la modulation selon le canal dans les deux cas UWB-SISO et UWB-MIMO sont résumés par les étapes suivantes ;

**Algorithme 1 Allocation des bits en UWB-SISO**

1. Initialisation le nombre d'antennes à l'émission et à la réception  $N_T$  et  $N_R$ , nombre de trajet  $L$ , prendre  $r = 0.95$ ,  $\kappa = 4$ , largeur de bande  $B = 512$  Mhz,
2. Générer les atténuations du canal le canal UWB-SISO avec la loi de Nakagami.
3. Fixer le nombre de sous bandes  $N = 128$ , et fixer le nombre bits total à allouer sur le canal en entier  $B_{cible}$ ,
4. fixer la valeur du  $SNR = \frac{P_{max}}{N_0}$  qui peut des valeurs variables sinon on peut fixer  $P_{max} = -41.3$  dBm/Mhz et  $N_0 = -114$  dBm/Mhz.
5. fixer la valeur du  $SNR_{gap} = 8.8$  dB pour  $BER = 10^{-6}$ .
6. Calculer les gains du canal  $|\mathbf{H}(\mathbf{k})|^2$ .
7. Pour chaque sous canal  $k$ , calculer  $g(k) = SNR \times |\mathbf{H}(\mathbf{k})|^2$ .
8. Prendre  $\gamma_{margin} = 0$  (dB),  $Iter = 0$ , et  $N_{canaux} = N$ .

9. **Boucle** Pour  $k = 0$  à  $N - 1$ ,

calculer  $b(k)$ ,  $\check{b}(k)$ ,  $diff(k)$ , et  $N_{canaux}$  selon :

$$b(k) = \log_2 \left( 1 + \frac{g(k)}{\Gamma + \gamma_{margin}(dB)} \right) \quad (4.3)$$

$$\check{b}(k) = \text{round} [b(k)] \quad (4.4)$$

$$diff(k) = b(k) - \check{b}(k) \quad (4.5)$$

10. Si  $\check{b}(k) = 0$  alors  $N_{canaux} = N_{canaux} - 1$

11. Calculer  $B_{total} = \sum_{k=1}^N \check{b}(k)$ , si  $B_{total} = 0$ , arrêter et déclarer mauvais canal.

12. Calculer nouveau  $\gamma_{margin}$  selon :

$$\gamma_{margin} = \gamma_{margin} + 10 \log \left( 2^{\frac{B_{total} - B_{cible}}{N_{canaux}}} \right) \quad (4.6)$$

13. incrémenter  $Iter = Iter + 1$ .

14. Si  $B_{total} \neq B_{cible}$  et  $Iter < IterMax$ . Remettre  $N_{canaux} = N$ ; revenir à l'étape 9, sinon aller à l'étape 15.

15. Si  $B_{total} > B_{cible}$ , soustraire un bit à la fois de  $\check{b}(k)$  du sous canal ayant la plus petite  $diff(k)$  et ajuster  $diff(k)$  pour ce sous canal ensuite répéter jusqu'à ce qu'ait  $B_{total} = B_{cible}$ .

16. Si  $B_{total} < B_{cible}$ , alors ajouter un bit à la fois à  $\check{b}(k)$  au sous canal ayant la plus grande  $diff(k)$  et ajuster  $diff(k)$  pour ce sous canal ensuite répéter jusqu'à ce qu'ait  $B_{total} = B_{cible}$  [33].

a) Calculer la distribution d'énergie finale à partir de  $\check{b}(k)$ .

Les étapes de 6 à 14, trouveront itérativement la valeur  $\gamma_{margin}$  appropriée, Si l'algorithme ne converge pas après **IterMax** itérations, la convergence est forcée avec les étapes 15 et 16.

**Algorithme 2 Allocation des bits en UWB-MIMO**

1. Initialisation le nombre d'antennes à l'émission et à la réception avec  $N_T = N_R$ , nombre de trajet  $L$ , prendre  $r = 0.95$ ,  $\kappa = 4$ , largeur de bande  $B = 512$  Mhz,
2. Générer les atténuations des matrices du canal UWB-MIMO,  $\mathbf{A}_k = [\alpha_{k,mn}]_{N_R \times N_T}$  avec la loi de Nakagami.
3. Fixer le nombre de sous bandes  $N = 128$ , et fixer le nombre bits total à allouer sur le canal en entier  $B_{cible}$ ,
4. fixer la valeur du SNR  $= \frac{P_{max}}{N_0}$  qui peut des valeurs variables sinon on peut fixer  $P_{max} = -41.3$  dBm/Mhz et  $N_0 = -114$  dBm/Mhz.
5. fixer la valeur du SNRgap  $= 8.8$  dB pour  $BER = 10^{-6}$ .
6. Calculer les matrices des valeurs propres  $\mathbf{\Lambda}(k) = \mathbf{diag}[\lambda_1(k), \lambda_2(k), \dots, \lambda_{N_T}(k)]$

$$\mathbf{U} \mathbf{\Lambda}(k) \mathbf{V}^H = \mathbf{SVD}(\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k))$$

7. Pour chaque sous canal  $k$ , calculer  $g(i, k) = \text{SNR} \times \lambda_i(k)$ .
8. Prendre  $\gamma_{margin} = 0$  (dB),  $Iter = 0$ , et  $N_{canaux} = N \times N_T$ .

**9. Double Boucle** Pour  $k = 0$  à  $N - 1$

$$i = 1 \text{ à } N_T,$$

calculer  $b(k)$ ,  $\check{b}(k)$ ,  $diff(k)$ , et  $N_{canaux}$  selon :

$$b(i, k) = \log_2 \left( 1 + \frac{g(i, k)}{\Gamma + \gamma_{margin}(dB)} \right) \quad (4.7)$$

$$\check{b}(i, k) = \text{round} [b(i, k)] \quad (4.8)$$

$$diff(i, k) = b(k) - \check{b}(k) \quad (4.9)$$

**10. Si**  $\check{b}(i, k) = 0$  **alors**  $N_{canaux} = N_{canaux} - 1$

**11. Calculer**  $B_{total} = \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{k=1}^N \check{b}(i, k)$ , si  $B_{total} = 0$ , arrêter et déclarer mauvais canal.

**12. Calculer** nouveau  $\gamma_{margin}$  selon :

$$\gamma_{margin} = \gamma_{margin} + 10 \log \left( 2^{\frac{B_{total} - B_{cible}}{N_{canaux}}} \right) \quad (4.10)$$

**13. Incrémenter**  $Iter = Iter + 1$ .

**14. Si**  $B_{total} \neq B_{cible}$  et  $Iter < IterMax$ . Remettre  $N_{canaux} = N \times N_T$ ; revenir à l'étape 9, sinon aller à l'étape 15.

**15. Si**  $B_{total} > B_{cible}$ , soustraire un bit à la fois de  $\check{b}(i, k)$  du sous canal ayant la plus petite  $diff(i, k)$  et ajuster  $diff(i, k)$  pour ce sous canal ensuite répéter jusqu'à ce qu'avoir  $B_{total} = B_{cible}$ .

**16. Si**  $B_{total} < B_{cible}$ , alors ajouter un bit à la fois à  $\check{b}(i, k)$  au sous canal ayant la plus grande  $diff(k)$  et ajuster  $diff(i, k)$  pour ce sous canal ensuite répéter jusqu'à ce qu'avoir  $B_{total} = B_{cible}$ .

b) Calculer la distribution d'énergie finale à partir de  $\check{b}(i, k)$ .

---

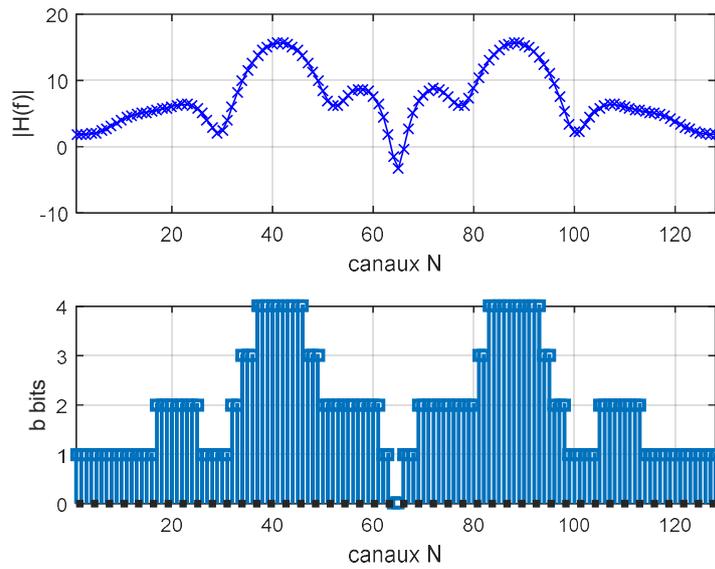
### 4.1.5 Résultats

#### a) Canal SISO UWB de type Nakagami :

Pour  $B_{total}=256$  bits,  $SNR= 2$  dB,  $SNR_{gap}=8.8$  dB,  $N=128$  (nombre de sous canaux) et  $L$  (nombre de trajet)=10 on a pour chaque porteuse, une constellation est allouée en fonction du SNR en s'assurant que pour chaque canal le TEB souhaité peut être atteint. Le SNR gap joue un rôle justement de limiter la capacité afin de pouvoir atteindre les TEB souhaités.

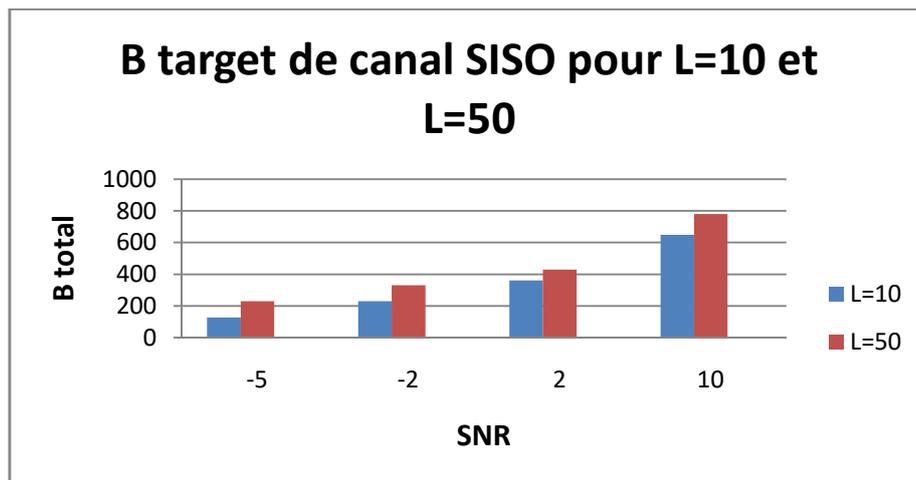
D'après les résultats la figure 4.2. Nous pouvons constater que le gain varie selon les sous canaux, c'est la sélectivité fréquentielle. Le rapport signal à bruit par sous-canal qu'on va noter  $g(k) = SNR \times |H(k)|^2$  en réception va fortement varier. Cette métrique est importante car elle est utilisée pour définir la table d'allocation binaire par sous-porteuse afin d'adapter au mieux le signal émis.

Donc l'allocation des bits se fait selon la variation du  $g(k)$  qui est une fonction de  $|H(k)|^2$  du sous et le SNR canal. Lorsque le gain est faible sur à un sous canal, la tendance est d'allouer le minimum de ressources (bits de constellation) et au pire 0 ressources (nombre de bits égale 0). On observe que le sous canal  $k = 65$  fortement atténué, le nombre de bits alloué est 0. Pour les sous canaux où  $k \in [1 \ 10]$ , l'algorithme alloue 1 bit seulement. Par contre pour le sous canal  $k=40$  qui a un gain fréquentiel élevé, l'algorithme autorise une allocation de 4 bits.



**Figure 4.2 :** allocation de bits pour un canal SISO UWB de type Nakagami.

L'allocation binaire est calculée selon la variation de SNR qui varie en fonction de gain  $H(f)$ . A partir de figure 4.3 on remarque que lorsque on augmente le nombre de trajets, les valeurs du rapport signal à bruit par sous-canal  $g(k)$  augmentent, la capacité aussi. Donc le nombre de bits qu'on peut allouer par sous canal augmente. La même conclusion évidemment est faite en augmentant le SNR tandis que le SNR gap lui reste fixe.



**Figure 4.3 :** Nombre de bits total autorisé pour un canal SISO UWB de type Nakagami pour différents valeurs de SNR.

Donc pour un SNR de -5 dB et  $L = 50$ , l'algorithme autorise allocation de plus de 200 bits sur le canal UWB en entier ; tandis que pour un SNR=10 dB et  $L=50$   $B_{total}$ , peut atteindre presque 780 bits.

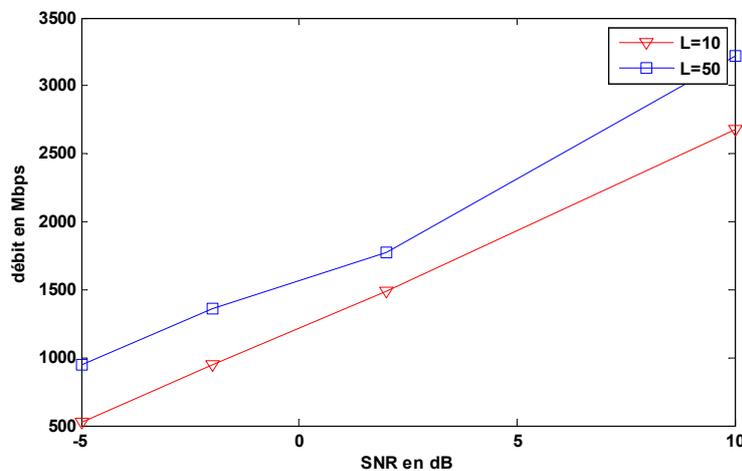
Le tableau 4.1 et la figure 4.4 donnent les débits atteignables pour différentes valeurs du SNR et des trajets  $L$ .

On rappelle que la largeur de bande est de  $B = 528 \text{ Mhz}$  ; la largeur des sous canaux est donnée par  $\Delta f = B/N$ . Enfin le débit est donné par :

$$D = B_{total} \times \Delta f$$

	L=10		L=50	
SNR(db)	Btotal(bits)	Débit(Mb/s)	B total(bits)	Débit(Mb/s)
-5	128	528	230	948.75
-2	230	948.75	330	1361.25
2	360	1485	430	1773.75
10	650	2681.25	780	3217.5

**Tableau4.1** : Les débits atteignables en fonction du SNR et du nombre de trajets.



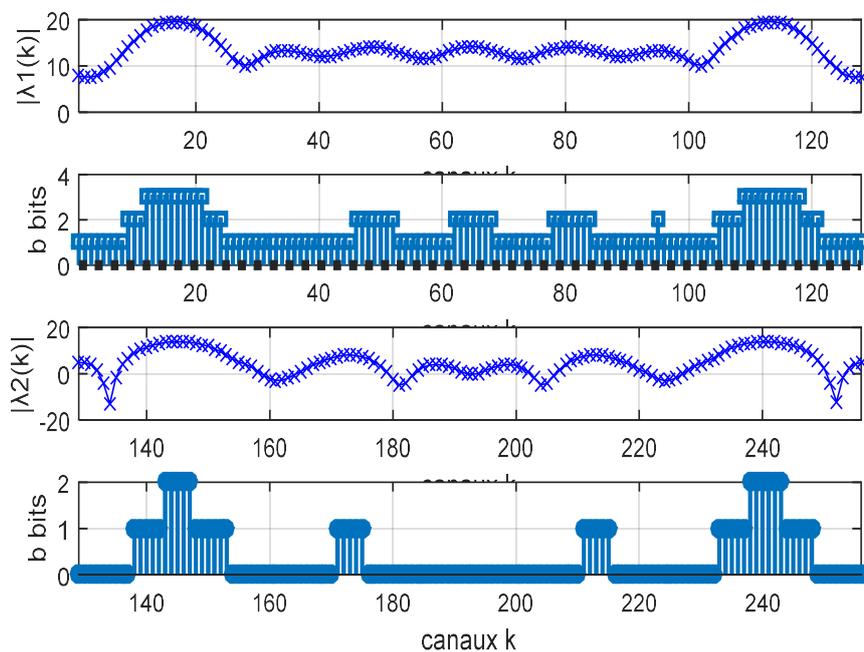
**Figure4.4** : L'évaluation de débit de canal SISO pour différent trajet.

Certains systèmes garantissent un débit constant, notre système fonctionne avec des débits variables et des modulations variables dans la même trame de données.

**b) Allocation des bits pour canal MIMO2X2 UWB indoor :**

Dans cette étape nous travaillé avec un système MIMO de deux antennes à l'émission et deux antenne à la réception pour  $L = 10$ ,  $SNR = 2$  dB et  $B_{total} = 256$ .

Si l'information d'état du canal (CSI) est connu à la transmission, l'émetteur peut profiter de cette information afin d'améliorer la capacité du canal MIMO. On rappelle qu'après la décomposition SVD de  $H(k)H^H(k)$ , les valeurs propres  $\lambda_i$  sont arrangées selon un ordre décroissant. Avec un système MIMO2X2, qui se transforme en deux canaux parallèles  $\lambda_1(k)$  et  $\lambda_2(k)$ . Alors le premier canal  $\lambda_1$  présente les gains fréquentiels les plus élevés. Dans la figure 4.5, on constate que l'algorithme autorise une meilleure allocation avec le premier canal.

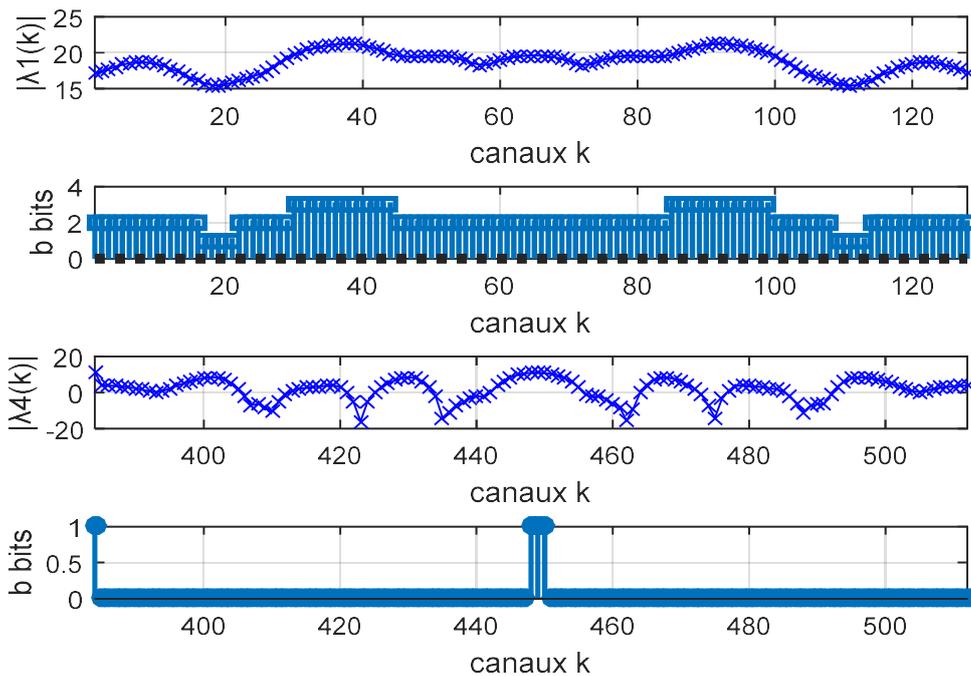


**Figure 4.5** allocation des bits pour Système MIMO 2x2

c) **Allocation de bits pour canal MIMO4X4 UWB indoor :**

Avec un système MIMO 4X4 pour  $L=10$ ,  $SNR=2$  dB et  $B_{total} = 512$  bits; la décomposition SVD transforme ce canal en 4 canaux parallèles. La figure 4.5 illustre la répartition efficace des ressources pour le premier canal  $\lambda_1(k)$  et la quatrième  $\lambda_4(k)$ . En augmentant le nombre d'antenne, il est possible d'allouer un nombre élevé de bits sur les tous les sous canaux.

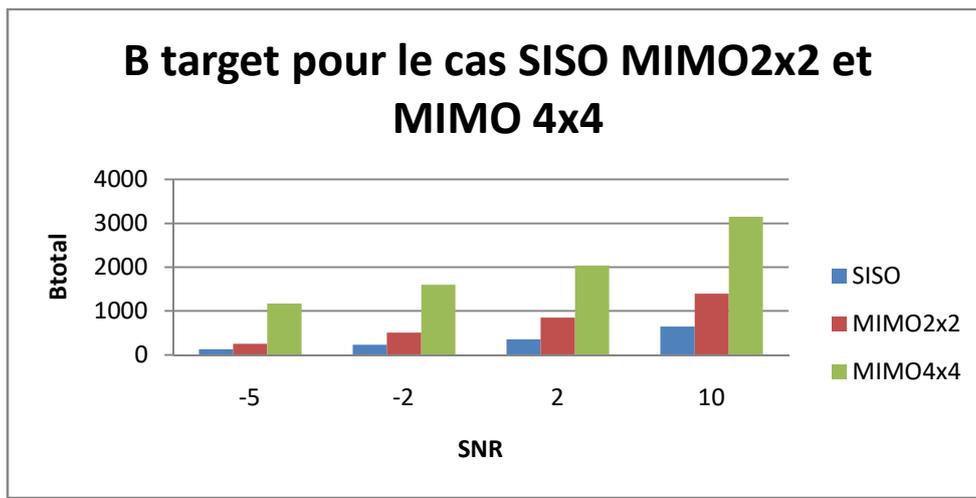
Les tests ont montré que la capacité et les débits atteignables avec les systèmes MIMO augmentent linéairement en fonction du nombre minimale entre les antennes émettrices et réceptrices.



**Figure 4.6 :** allocation de bits pour système MIMO4x4.

**d) Comparaison entre les différentes configurations de canaux SISO et MIMO2X2 et MIMO4X4:**

La figure 4.7 présente une comparaison entre les différentes configurations de canaux SISO et MIMO2X2 et MIMO4X4 en terme de  $B_{total}$  atteignable pour différents valeurs du SNR. On constate que le  $B_{total}$  augmente lorsque on augmente le nombre de ce qui permet d'améliorer le débit comme on le constate dans le tableau 4.2 et la figure 4.8.

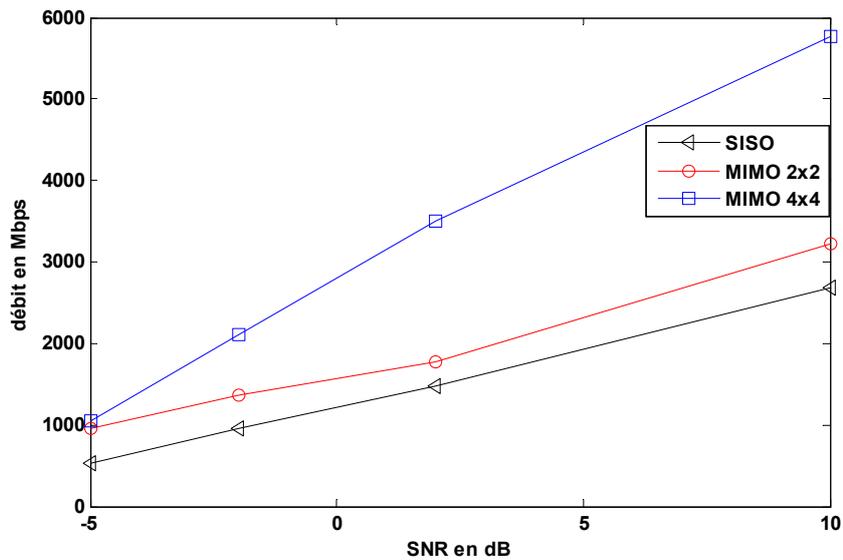


**Figure 4.7:** Nombre des bits  $B_{total}$  pour les systèmes SISO et MIMO.

**Comparaison entre les différentes canaux SISO et MIMO2X2 et MIMO4X4 du canal UWB solen le débit :**

SNR en dB	SISO		MIMO2X2		MIMO4X4	
	$B_{total}$ (bits)	Débit(M b/s)	$B_{total}$ (bits)	Débit (Mb/s)	Btotal (bit)	Débit (Mb/s)
-5	128	528	1170	1056	230	948.75
-2	230	948.75	1600	2112	330	1361.25
2	360	1485	2040	3506.25	430	1773.75
10	650	2681.25	3150	5775	780	3217.5

**Tableau 4.2 :** Les débits atteignables en fonction du SNR avec SISO, MIMO2X2 et MIMO4X4.



**Figure 4.8 :** l'évaluation de débit pour les systèmes SISO et MIMO.

Selon la figure 4.8 ; le débit atteignable augmente proportionnellement avec le nombre d'antennes à l'émission ou/et à la réception. Notamment, on peut atteindre un débit de 13000 Mb/s avec le système MIMO 4\*4. Donc on gagne avec un système MIMO (4\*4) un débit 5 fois plus que un système SISO. Aussi un système MIMO (4\*4) on gagne 3 fois plus de débit que le système MIMO (2\*2) . Le système MIMO (2\*2) par rapport un système SISO on gagne 2 fois plus de débit. Alors le débit augmente avec le nombre d'antennes et avec le SNR

**e) Allocation des puissances pour les systèmes MIMO 2x2 et 4x4 avec  $P_{max} = -41.3$  dBm et un canal UWB indoor :**

Dans cette partie, on s'intéresse à l'allocation des puissances en rajoutant la contrainte de la puissance maximale par sous canal exigée dans l'UWB.

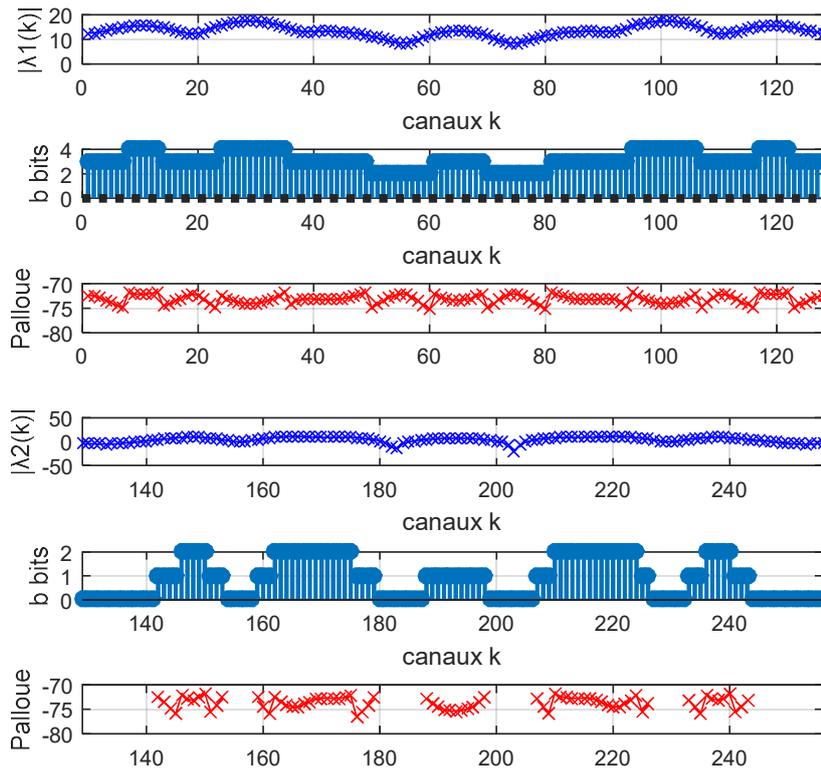
Pour une puissance maximale /Mhz est de  $P_{max} = -41.3$  dBm /Mhz, alors la puissance totale par sous canal est de  $P_{scmax} = P_{max} \times \Delta f$  avec  $\Delta f = 4.125$  Mhz. En dB ca donne une puissance maximale de -65.1458 dB à ne pas dépasser. On calcule le SNR par sous canal selon la formule :

$$g(i, k) = \text{SNR} \times \lambda_i(k)$$

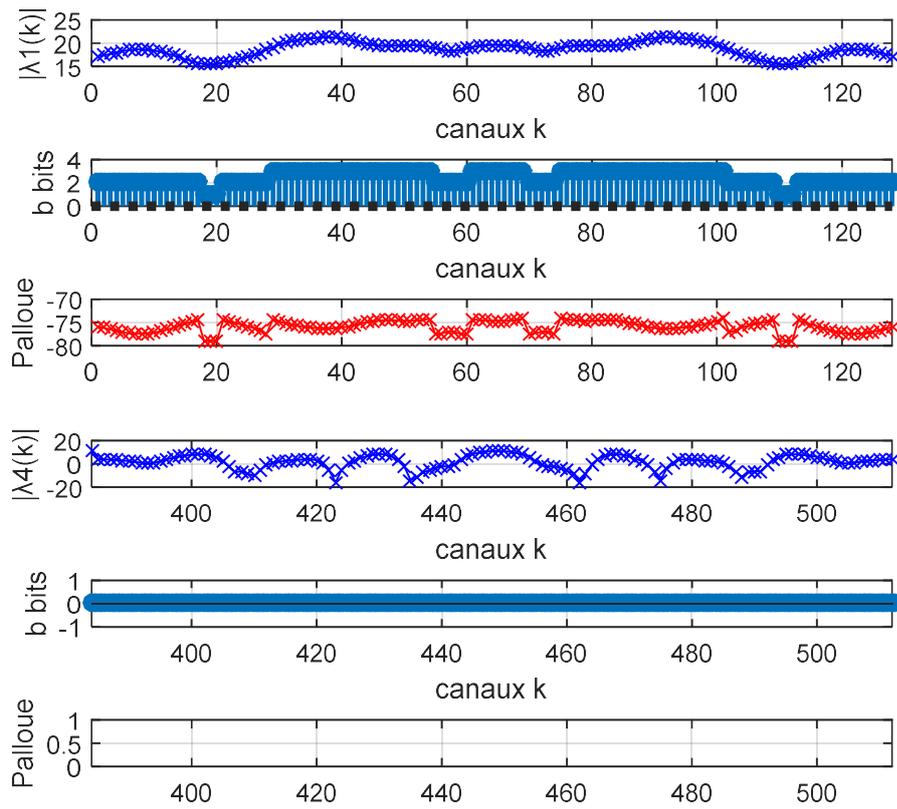
Avec  $SNR = \frac{P_{scmax}}{N_0}$  et  $N_0 = -114 \text{ dBm/Mhz}$  ou  $-50 \text{ dBm/Mhz}$

La formule de la puissance allouée par sous canal est donnée par :

$$P_{allou\acute{e}}(k) = [(2^{b^{(i)}} - 1) \times SNR_{gap} + \gamma_{margin}] \times N_0 / \lambda(k)$$



**Figure 4.9 :** Allocation de bits et de puissance pour un canal MIMO 2x2 UWB avec  $B_{total} = 512 \text{ bits}$  et  $N_0 = -50 \text{ dBm/Mhz}$  avec une puissance limité.



**Figure 4.10** : allocation de bits et puissances pour un canal MIMO 4\*4 UWB nombre de  $B_{total} = 512$ bits et  $N_0 = -50$ dBm/Mhz

Les figures 4.9 et 4.10 illustrent les puissances allouées par sous canal pour MIMO 2x2 et 4x4, avec  $P_{max} = -41$ dBm/MHz et  $N_0 = -50$ dBm/MHz.

La répartition des puissances à l'émission se fait selon l'allocation des bits qui sont adaptés aux variations du canal. La puissance de transmission disponible peut être attribuée d'une façon efficace sur les antennes émettrices. La puissance maximale selon les figures, ne dépasse pas -70dB ( $< -65$ dB) donc elle reste inférieure à la puissance maximale exigée par le masque UWB.

## **4.2 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons exposés les résultats de nos simulations pour une allocation pratique et efficace des ressources (bits et puissances) sur un canal UWB en SISO et MIMO. Les résultats ont montré l'efficacité de l'utilisation de l'algorithme pour augmenter le débit de transmission et en respectant différentes contraintes de performance telles que la minimisation de la probabilité d'erreur et de la puissance totale, la taille de la constellation et la puissance maximale de transmission de l'UWB. La méthode utilisée aussi présentée une faible complexité.

## Conclusion générale

---

Ces dernières années ont été marquées par la recherche de solutions pour des communications sans fil supportant des débits de plus en plus élevés.

Ce travail a été initié dans ce contexte en cherchant à allouer les ressources (constellations et puissances) de manière non seulement à maximiser le débit global mais en tenant de minimiser la probabilité d'erreur et la puissance totale de transmission, ainsi que la limitation de la puissance maximale selon le masque de l'UWB.

Pour cela, les systèmes SISO ou MIMO ont été utilisés en supposant une connaissance parfaite du canal à la réception et à l'émission. Notre s'est porté au canal à large bande UWB indoor de type Nakagami.

Le premier chapitre avait pour objectif de présenter quelques généralités sur les communications numériques, nous avons brièvement décrit les applications et le fonctionnement d'une chaîne classique de transmission numérique. Nous avons ainsi décrit certains phénomènes et caractéristiques du canal radio. Nous avons terminé ce chapitre par la technologie UWB son intérêt et les réglementations en UWB. Nous avons présenté aussi les différentes applications visées et potentiels de l'UWB et la description de système MB-OFDM. Nous avons terminé par le découpage du spectre UWB.

Dans le deuxième chapitre, nous avons vu la technique OFDM permettant de traiter la sélectivité fréquentielle, due au canal multi-trajets et une durée du symbole petite. On a discuté la propriété fondamentale (l'orthogonalité) et l'ajout d'intervalle de garde permettant d'éliminer totalement le résidu des interférences inter-symboles.

Dans le troisième chapitre nous avons présentés les modèles du canal UWB en indoor dans le cas SISO puis en MIMO. Nous avons parlé du modèle S-V et le modèle d'évanouissement à petite échelle. Ce dernier est le modèle adopté dans notre projet. En dernier, nous avons décrit la façon d'évaluer la capacité théorique d'un canal UWB dans le contexte MIMO. L'évaluation dépendra de la connaissance ou pas de l'information sur l'état du canal à l'émission.

Dans le quatrième chapitre consacré aux simulations et résultats. Un algorithme basé sur l'algorithme de Chow a été proposé et utilisé pour une allocation pratique et efficace des ressources (bits et puissances), tout en respectant les différentes contraintes qui s'imposent conduisant à de meilleures performances.

Des simulations ont été réalisées pour un système SISO et un canal UWB avec différents nombres de trajets.

Ensuite, nous avons appliqué notre algorithme sur un système MIMO(2x2) et MIMO(4x4) et toujours un canal UWB de type Nakagami. Les performances obtenues en termes de débit de transmission sont très satisfaisantes.

Nous avons constaté l'amélioration apportée en augmentant le nombre d'antennes en émission ou/et en réception et la bonne prise en compte des connaissances sur le canal pour augmenter le débit de transmission. Les résultats obtenus sont très intéressants et l'algorithme utilisé nécessite une faible complexité.

Nous préconisons comme suite à ce travail, premièrement de faire une comparaison avec d'autres algorithmes d'allocation. Deuxièmement de se mettre dans le cas où nous possédons une information partielle du canal et d'analyser les performances.

- [1] <http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM04/RM04c03.html>
- [2] <http://www.commentcamarche.net/contents/1132-transmission-de-donnees-le-multiplexage>
- [3] O. Landron, M. J. Feuerstein, and T. S. Rappaport, "A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 44, pp. 341–351, March 1996.
- [4] K. Bullington, "Radio propagation at frequencies above 30 megacycles," Proceedings of the IRE, vol. 35, pp. 1122–1136, Oct. 1947.
- [5] J. Lavergnat and M. Sylvain, "Propagation des ondes radio électriques" - introduction. Masson ed., 1997.
- [6] J. Keller, "Geometrical theory of diffraction," J. of the Optical Society of America, vol. 52, no. 2, pp. 116–130, 1962.
- [7] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, "Communications Ultra Large Bande, Le canal de propagation radio électrique", Lavoisier, Ed. Hermes Science, 2007.
- [8] F. C. Commission, "Technical requirements for indoor uwb systems," Code of Federal Regulations, Tech. Rep., October 2002.
- [9] P. Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte ultra large bande," Ph.D. dissertation, INSA Rennes, Novembre 2005.
- [10] F. C., E. J., and C. J. O., "Assessment of ultra wideband (uwb) technology," IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine, vol. 5, no. 11, pp. 45–49, November 1990.
- [11] B. Miscopein, "Systèmes UWB impulsions non cohérents pour les réseaux de capteurs: coexistence et coopération," Ph.D. dissertation, INSA Lyon, Mai 2010.
- [12] ET Docket No. 98-153, "Revision of part 15 of the commission rules regarding Ultra-Wideband transmission systems", Adopted February 14, 2002, Released April 22, 2002.
- [13] [http://www.pulsers.info/pulsers1-pub-dir/PULSERS\\_White\\_Paper16.pdf](http://www.pulsers.info/pulsers1-pub-dir/PULSERS_White_Paper16.pdf).
- [14]: A. Batra et al. "Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a". IEEE P802.15-04/0493r1, Septembre 2004.
- [15] ECMA, "High rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard ". Rapport ECMA-368 2nd édition, ECMA International, Décembre 2007.
- [16] : J. Nakad "Allocations de ressources radio dans un réseau local sans fil (WLAN) de type OFDM", UNIVERSITE LIBANAISE UNIVERSITE SAINT-JOSEPH ; Dec 2003

- [17] : Romain Déjardin "Récepteurs itératifs dédiés à la correction de saturation pour les systèmes OFDM" de l'Université de Reims Champagne-Ardenne Mention : Electronique, Electrotechnique et Automatisme ,2010
- [18] : Cyrille Siclet et Joël Liénard "Performances des modulations multiporteuses OFDM/QAM suréchantillonnées en environnement radio-mobile" Équipe Signal Images et Communications SIC ,2005
- [19] A. Peled and A. Ruiz."Frequency domain data transmission using reduced computationally complexity algorithms". In IEEE ICASSP'80, Denver, CO, pages 964–967, Apr. 1980. 15
- [20] J. H. Manton. "An OFDM interpretation of zero padded block transmissions. Systems & Control Lett" ., 47(5) :393–399, 2002. 18
- [21] A. Batra, J. Balakrishnan, G. R. Aiello, J. R. Foerster, and A. Dabak."Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments.IEETrans. Microwave Theory and Techniques", 52(9) :2123–2138, Sep. 2004. 18
- [22] L. Yang and G. B. Giannakis."Ultra-wideband communications : an ideawhose time has come. IEEE Signal Processing Mag"., 21(6), Nov. 2004. 18
- [23] S. B. Weinstein. "Data transmission by frequency multiplexing using the discrete Fourier transform.IEEE Trans. Comm. Techno",19(5) :628–634, Oct. 71. 6, 9
- [24] G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine et D. Lavry, "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation", IEEE Trans. Veh. Technol, VOL. VT-21, pp. 1-9, Feb 1972.
- [25] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation", IEEE Trans. Commun. VOL. COM-251, Page(s) : 673-680, July 1977.
- [26] H. Suzuki, "Simulation of the Urban Radio Propagation Channel", IEEE Trans. Veh. Technol, VOL. VT-28, August 1979.
- [27] Adel A. M. Salehet REINALDO A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE Journal on selected Areas in COMMUNICATIONS. VOL.SAC-5. NO. 2. FEBRUARY 1987.
- [28]D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch. "The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations. IEEE J. Sel. Areas Commun", 20: 1247–1257, 2002.
- 77] J. R. Foerster, M. Pendergrass, et A. F. Molisch. Un modèle de canal pour la communication intérieure ultrawideband.

Disponible: <http://www.ieee802.org/15/pub/2003/Mar03/02490r1P802-15 SG3a-Channel>

[29] L. M. Aubert et B. Uguen, "Modélisation du canal MIMO-UWB ". Rapport, Contrat de recherche externe, France Telecom R&D, 2006

[30] Thomas Kaiser and FengZheng , "ULTRA WIDEBAND SYSTEMS WITH ", Leibniz University of Hannover, Germany .

[31] FengZheng and Thomas "On the Evaluation of Channel Capacity of UWB Indoor Wireless System"s , Kaiser IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 56, NO. 12, DECEMBER 2008.

[32] Philippe Tanguy , "Etude et optimisations d'une communication à haut débit par courant porteur en ligne pour l'automobile".

[33] Peter S. Chow, John M. Cioffi, and John A.C. Bingham "A Practical Discrete Multitone Transceiver Loading Algorithm for Data Transmission over Spectrally Shaped Channels".

[34] Smail Tedjaini, « contribution au développement de modèles orientés système pour les antennes des communications ultra large bande » préparée au Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes dans le cadre de l'Ecole Doctorale.

[35] ET Docket No. 98-153, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra-Wideband transmission systems", Adopted February 14, 2002, Released April 22, 2002.

[36] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi, T. Keller, "OFDM and MC-CDMA for broadband multiuser communications, WLANs and broadcasting", IEEE Press, Wiley, 2003.

[37] J. McCorkle, "DS-CDMA : the technology of choice for UWB", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network, IEEE P802.15-03/277ro, July 2003.

[38] J. R. Foerster, M. Pendergrass, et A. F. Molisch. Un modèle de canal pour la communication intérieure ultrawideband.

Disponible: <http://www.ieee802.org/15/pub/2003/Mar03/02490r1P802-15 SG3a-Channel>

[39] A. F. Molisch. systèmes MIMO avec sélection d'antenne: Une vue d'ensemble. Dans IEEE Radio & Wireless Conf.

(RAWCON), pp. 167-170, Août de 2003.

[40] Philippe Tanguy « Etude et optimisations d'une communication à haut débit par courant porteur en ligne pour l'automobile » Electronique. INSA de Rennes, 2012. Français.