

الديمقراطية الجزائرية الجمهورية  
الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
جامعة أبي بكر بلقايد-تلمسان



## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En :** Télécommunications

**Spécialité :** Réseaux et Télécommunications

**Par :** Touati Walid

**Thème**

**Evaluation des performances des images compressées  
par paquets d'ondelette et  
transmises via le système MC-CDMA**

Soutenu publiquement, le 08/07/2021, devant le jury composé de :

|                            |     |               |                      |
|----------------------------|-----|---------------|----------------------|
| M. Hayat Benosman          | MCB | Univ. Tlemcen | Présidente           |
| M. Fayza Bousalah          | MCB | Univ. Tlemcen | Examinatrice         |
| M. BOUKLI HACENE<br>ISMAIL | MCA | Univ. Tlemcen | Directeur de mémoire |

Année Universitaire 2020-2021

# Remerciements

*Tout d'abord, Merci au bon Dieu de nous avoir guidé vers le bon chemin, celui de la science, de nous avoir donné la santé, la volonté et la motivation, pour bien mener ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement le Docteur BOUKLI HACENE Ismail, Maitre de conférences 'A' qui a su encadrer avec rigueur ce travail de fin d'études. Qu'il trouve ici l'assurance de mon sincère reconnaissance et de mon profonde admiration pour son dévouement au travail, sa disponibilité et sa patience, qualités qui m'a profondément marqué.*

*Mes remerciements vont également à tous les membres du jury qui ont bien voulu consacrer leur temps précieux pour l'examinassions de ce mémoire :*

*J'exprime ma profonde gratitude à madame BENOSMANE HAYET, maitre de conférence d'avoir accepté de présider le jury.*

*Nous tenons à remercier chaleureusement à madame BOUSALAH FAIZA d'avoir accepté examiner mon travail.*

*Nos remerciements vont aussi à toute personne ou organisme, qui d'une manière ou d'une autre, a contribué à la réalisation de ce travail.*

*Veillez trouver ici l'expression de notre profonde et sincère gratitude.*

*Plus, je souhaite remercie mes parent qui n'ont jamais cessé ; de formuler des prières à mon égard ; de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.*

*Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé de près et de loin pour l'élaboration de ce mémoire.*

## *Résumé*

Dans le domaine de la communication radiofréquence, nous nous intéressons aux systèmes qui combinent des systèmes MC-CDMA avec des codeurs à transformée en paquet ondelettes discrète (TPOD) et SPIHT pour transmettre des images à débits variables. Dans ce mémoire, nous allons d'abord étudier l'optimisation du codage source : déterminer l'ondelette la plus appropriée pour être mise en œuvre avec le codeur SPIHT .Nous utilisons PSNR et MSSIM comme des paramètres pour mesurer la qualité de l'image compressée. Deuxièmement, l'algorithme de codage de compression résultant TPOD-SPIHT est combiné avec un système à spectre étalé multi-porteuses de type MC-CDMA ; BER est utilisé pour mesurer les performances du système TOD-SPIHT-MC-CDMA, et faire le lien entre le PSNR et le MSSIM des images reconstruites après transmission via un canal Gaussien. Plusieurs tests par simulations ont permis de valider l'efficacité de ce modèle et d'en évaluer ses performances

### **Mot clés :**

MC-CDMA, DWT, MAI (multi-Access interférence), ICI (inter-Channel-interférence), ISI (inter-symbole interférence), la transformée en paquet d'ondelette. SPIHT .

## ABSTRACT

In the Field of radio frequency communication, we are interested in systems that combine MC-CDMA systems with discrete wavelet packet transform (TPOD) and SPIHT encoders to transmit images at variable rates. This article first studied source coding optimization: determining the most appropriate wavelet to be implemented with the SPIHT encoder; use PSNR and MSSIM as parameters to measure the quality of the compressed image. Second, the resulting TPOD-SPIHT compression coding algorithm is combined with an MC-CDMA type multi-carrier spread spectrum system; BER is used to measure the performance of the TPOD-SPIHT-MC-CDMA system, and reconstructed after transmission PSNR and Gaussian channel A link is established between the images of the MSSIM. Multiple simulation tests make it possible to verify the efficiency of the model and to evaluate its performance.

### Keywords :

MC-CDMA, DWT, MAI (Multi-Access Interference), ICI (Inter-Channel-Interference, ISI (Inter-Symbol Interference), the wavelet packet transform. SPIHT.

## الملخص

في مجال اتصالات الترددات الراديوية ، نحن مهتمون بالأنظمة التي تجمع بين أنظمة MC-CDMA مع تحويل حزم الموجات المنفصلة (TPOD) ومشفرات SPIHT لنقل الصور بمعدلات متغيرة. درست هذه المقالة أولاً تحسين تشفير المصدر: تحديد أنسب موجات يتم تنفيذها باستخدام مشفر SPIHT ؛ استخدم PSNR و MSSIM كمعلمات لقياس جودة الصورة المضغوطة. ثانيًا ، يتم دمج خوارزمية تشفير الضغط TPOD-SPIHT الناتجة مع نظام طيف متعدد الحاملات من نوع MC-CDMA ؛ يستخدم BER لقياس أداء نظام TPOD-SPIHT-MC-CDMA ، وأعيد بناؤه بعد الإرسال PSNR والقناة gaussian . تتيج اختبارات المحاكاة المتعددة التحقق من كفاءة النموذج وتقييم أدائه.

### كلمات مفاتيح :

ICI (التداخل بين القنوات), ISI (التداخل بين الرموز), sphit , تحويل الحزمة الموجية  
MC-CDMA, DWT ,MAI تداخل متعدد الوصول

## Sommaire

|                                   |           |
|-----------------------------------|-----------|
| <i>Résumé.....</i>                | <i>3</i>  |
| <i>Table des figures.....</i>     | <i>7</i>  |
| <i>Introduction Générale.....</i> | <i>12</i> |

### *Chapitre 1 : Théorie sur le système MC-CDMA*

|  |    |
|--|----|
| <b>1.1. Introduction :</b> .....   | 14 |
| <b>1.2-Fonctionnement de la MC-CDMA :</b> .....  | 14 |
| <b>1.3-Avantages et limites de la MC-CDMA :</b> .....  | 18 |
| a) <b>Avantages de la MC-CDMA [3] :</b> .....  | 18 |
| b) <b>Limites de la MC-CDMA [2]:</b> .....   | 18 |
| <b>1.4-Applications de la MC-CDMA [4-5]:</b> .....   | 18 |
| <b>1.4 -Formulation générale des systèmes d'accès multiples avec canal de transmission [23]:</b> ... | 18 |
| <b>1.5-Le canal de transmission :</b> .....  | 20 |
| <b>1.6-Le canal de propagation :</b> .....   | 20 |
| <b>1.7- La chaîne de transmission et ses distorsions :</b> .....                                     | 20 |
| <b>1.8- Le canal AWGN (Bruit Blanc Additif (Gaussien) :</b> .....                                    | 21 |
| <b>1.9-Le canal trajets multiples :</b> .....  | 22 |
| <b>1.9.1-Effet positif des multi-trajets :</b> .....   | 23 |
| <b>1.9.2-Aspect négatif des trajets multiples [23] :</b> .....                                       | 23 |
| <b>1.10. Propagation en espace libre:</b> .....  | 23 |
| <b>1.11. Modèle du canal multi-trajets :</b> .....   | 25 |
| <b>1.11.1.Le Canal de Rice :</b> .....   | 25 |
| <b>1.10.2. Le Canal de Rayleigh :</b> .....  | 25 |

### *Chapitre 2 : Transformée en Paquets d'ondelette*

|  |    |
|--|----|
| <b>2.1-Introduction :</b> .....            | 29 |
| <b>2.2-ANALYSE MULTIRÉSOLUTION :</b> ..... | 29 |
| <b>2.3-THÉORIE DE L'AMR :</b> .....        | 30 |

|   |           |
|---|-----------|
| 2.3.1- Définition :   | 30        |
| 2.3.2-Interprétations [23] :  | 31        |
| 2.4. Bases de paquets d'ondelettes :  | 31        |
| 2.5. GENERALISATION AUX IMAGES :  | 33        |
| 2.5.1. SELECTION DE MEILLEURES BASES DE DECOMPOSITION EN PAQUETS<br>D'ONDELETTES :  | 33        |
| 2.5.2.Décomposition par la transformée en paquets ondelettes bior4.4 (PWT) couplée avec le<br>codeur SPIHT Des images :   | 37        |
| 2.5.3.sélection de la meilleurs base et la structure de sous bande de la transformée en paquets<br>ondelettes bior4.4 (PWT) couplée avec le codeur SPIHT Des images : | 38        |
| 2.14-Conclusion :   | 39        |
| <i>Chapitre 3 : Résultats expérimentaux</i>   |           |
| 3.1. Introduction générale :  | 42        |
| 3.2. Techniques de Compression d'images :   | 42        |
| 3.2.1. Compression avec perte d'informations :  | 43        |
| 3.3.-Mesures de performance :   | 44        |
| 3.3.1.-les techniques Mesures de performance :  | 44        |
| 3.4. Codeur SPHIT [23] :  | 45        |
| 3.5.2. Compression d'images médicale par TPOD couplée avec SPIHT :  | 47        |
| 3.5.3. Comparaisons des résultats :   | 49        |
| 3.6. Transmission d'image compressée :  | 57        |
| 3.4.2. Etude du système TOD-SPIHT-MC-CDMA dans le canal AWGN :  | 57        |
| 3.4.3. Evaluation des performances du système TPOD-SPIHT-MC-CDMA: Cas Mono-<br>Utilisateur :  | 58        |
| <i>Conclusion général</i>   | <i>64</i> |
| <i>Référence Bibliographique:</i>   | <i>67</i> |
| <i>Annexe.....</i>  | <i>68</i> |

## Table des figures

|   |           |
|---|-----------|
| <i>Figure 1 la Génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur [1].....</i>  | <i>14</i> |
| <i>Figure 2 : Schéma du Transmetteur MC-CDMA.....</i>   | <i>16</i> |
| <i>Figure 3 : Un autre schéma du transmetteur MC-CDMA.....</i>  | <i>16</i> |
| <i>Figure. 4 : Schéma du récepteur MC-CDMA.....</i>   | <i>17</i> |
| <i>Figure 5 : Transmission multi-accès avec canal de propagation [6].....</i>   | <i>19</i> |
| <i>Figure 6 : Transmission par trajets multiples.....</i>   | <i>22</i> |
| <i>Figure 7 : Propagation en espace libre [13] .....</i>  | <i>23</i> |
| <i>Figure 8 : Système de communication avec un canal à bruit additif.....</i>   | <i>24</i> |
| <i>Figure 9: Exemples de bases de paquets d'ondelettes et pavages temps fréquences correspondants.....</i>  | <i>32</i> |
| <i>Figure 10: Arbre quaternaire de décomposition en paquets d'ondelettes.....</i>   | <i>33</i> |
| <i>Fig.11 (a,b,c) : Découpages espace-fréquence correspondant aux trois premiers niveaux de la décomposition en paquets d'ondelettes. d: exemple de meilleure base.....</i> | <i>34</i> |
| <i>Fig.12: Décomposition et reconstitution par la transformée en paquets ondelettes PWT bior4.4(TPOD) + SPIHT d'une image IRM1.....</i>                                     | <i>36</i> |
| <i>Fig.12: Sélection de la meilleure base de la transformée en paquets ondelettes Bior4.4(TPOD) + SPIHT pour une image IRM1.....</i>  | <i>37</i> |
| <i>Figure 14 : Schémas de compression/décompression classique pour les images.....</i>  | <i>43</i> |

**Figure 15 : Compression d'image médicale par avec l'ondelettes bior4.4 couplée avec le SPIHT pour différents bit rate\_.....50**

**Figure 16 : Compression d'image bateau avec types d'ondelettes bior4.4 couplée avec le SPIHT.....52**

**Figure 17 BER vs SNR dans le canal Rayleigh pour image médical'IRM2' avec PSNR=34.62 et MSSIM=0.66.....59**

**Figure 18 BER vs SNR dans le canal Rayleigh pour image poumon avec PSNR=31.10 et MSSIM=0.442.....60**

**Figure 19 BER vs SNR pour image Léna dans le canal AWGN avec PSNR=32.46 et MSSIM=0.599 (sym1).....61**

**Figure 20 BER vs SNR dans le canal Rayleigh pour image bateau avec PSNR=32.46 et MSSIM=0.599 (sym1).....62**

## Liste des tableaux

|  |    |
|--|----|
| <i>Tableau 1 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante</i><br><i>« Famille Daubechies »</i> .....      | 47 |
| <i>Tableau 2 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante</i><br><i>« Famille Bi-orthogonales »</i> ..... | 48 |
| <i>Tableau 3 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante</i><br><i>« Famille Symelets »</i> .....        | 48 |
| <i>Tableau 4 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante</i><br><i>« Famille Coiflets »</i> .....        | 49 |
| <i>Tableau 5 Variations du PSNR pour différentes ondelettes analysante</i> .....   | 52 |
| <i>Tableau 6 Variations du MSSIM pour différentes ondelettes analysante</i> .....  | 57 |

## Liste des Abréviations

|         |  |
|---------|--|
| AMRC    | Accès Multiple par Répartition de Codes        |
| AMR     | Analyse Multi résolution                       |
| AWGN    | Additive White Gaussien Noise                  |
| BER     | Bit Error Rate                                 |
| BPSK    | Binary Phase Shift Keying                      |
| Bpp     | bit par pixel                                  |
| CDMA    | Code Division Multiple Access                  |
| DS-CDMA | Séquence Directe Code Division Multiple Access |
| DSP     | Densité Spectrale de Puissance                 |
| DWT     | Discret Wavelet Transforme                     |
| FFT     | Faste Fourier Transforme                       |
| IFFT    | Inverse Faste Fourier Transforme               |
| ICI     | Inter Carrier Interférence                     |
| ISI     | Inter Symbole Interférence                     |
| IRM     | Imagerie par Résonance Magnétique              |
| MAI     | Multiple Access Interference                   |
| MC-CDMA | Multi-Carrier Code Division Multiple Access    |
| MSE     | Mean Square Error                              |
| R       | Rate   |

SSIM Structural Similarity Index

TC Taut de Compression

PSNR Peak Signal to Noise Ratio

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

SNR Signal to Noise Ratio

SPIHT Set Partitioning In Hierarchical Tree

TPOD transforme paquet d'ondelette

## Introduction Générale

A l'aube de ce troisième millénaire, les communications sans fil sont nécessaires dans notre vie quotidienne, Voiture, Smartphone, Voix, Vidéo et Appareils domotiques ...etc. sont dotés afin d'être connectés surtout après l'invention des microprocesseurs et les systèmes d'exploitation qui évoluent la communication et la gestion entre les utilisateurs et les machines.

Nous avons structuré notre mémoire en trois chapitres. Dans le premier chapitre nous présentons la théorie sur le système MC-CDMA (Multi-Carrier Code Division Multiple Access), qui est basée sur la combinaison de modulation multi-porteuse de technologie OFDM avec CDMA.

Dans le deuxième chapitre nous présentons la théorie de la transformée en paquets d'ondelette 2D (TPOD) car elles possèdent des propriétés intéressantes. En effet, la TPOD associe de bonnes localisations spatiales et fréquentielles. Comme nous travaillons sur des images médicales la localisation spatiale et fréquentielle sont importantes. La décomposition en paquets d'ondelettes introduit la notion de la meilleure base que nous allons la montrer par la suite dans les résultats de simulation.

Au cours de ce dernier chapitre, nous recommandons des recherches pour combiner le codage source (encodeur SIPHT) avec le système MC-CDMA pour transmettre des images naturelles et médicales. Les performances du modèle sélectionné ont été évaluées objectivement dans des canaux gaussiens avec différents paramètres (PSNR, MSSIM, SNR et BER). Ce travail se termine par une conclusion générale de revue des travaux et des résultats obtenus, accompagnée de quelques points de vue.

# **CHAPITRE 1 : THEORIE SUR LE SYSTEME MC-CDMA**

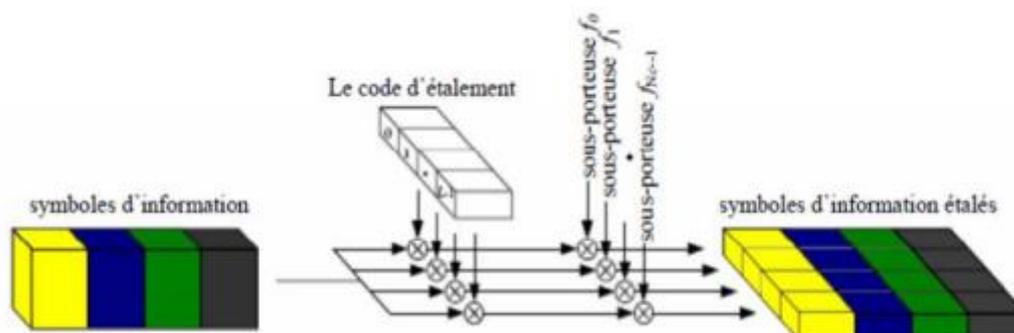
## 1.1. Introduction :

Afin de formuler les objectifs de ce projet de fin d'étude, ce chapitre passe en revue certains concepts de base des communications numériques, les problèmes rencontrés lors de la transmission par canaux radio et les techniques utilisées pour assurer une bonne qualité de transmission avec un minimum d'erreurs.

Tout d'abord, ce chapitre passe revue sur les éléments de base de la chaîne de transmission numérique. Ensuite, nous mettons en avant les problèmes couramment rencontrés dans les systèmes de transmission radio mobile. Ensuite, on rappelle le principe de la modulation OFDM, qui permet de convertir un canal sélectif de fréquence en plusieurs canaux non sélectifs de fréquence. Nous avons également examiné la technologie d'accès multiple par division de code (CDMA) afin d'introduire la technologie qui combine la technologie d'accès CDMA et la modulation OFDM: la technologie MC-CDMA.

## 1.2-Fonctionnement de la MC-CDMA :

Le MC-CDMA a été créé en 1993 et a fait l'objet de plusieurs analyses techniques [1]. , Au lieu d'appliquer la technique d'étalement du spectre dans le domaine temporel, nous l'appliquons dans le domaine fréquentiel, en modulant les différents chips du code d'étalement avec les sous-porteuses OFDM.



**figure-1-la Génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur[1].**

Application direct de Les codes d'étalement aux mêmes bits d'entrée en parallèle.  
et donc Pour le  $j^{\text{ème}}$  numéro de symbole de données utilisateur  $j$

La fonction signal à envoyer est [2]:

$$S_i^j(t) = \sum_{k=0}^{N-1} b_i^j c_i^k e^{2\pi(f_0 + kfd)t} p(t-iT) \quad (1.1)$$

$N$ : le nombre de sous-porteuses

$b_i^j$ : Le  $i^{\text{ème}}$  symbole du message pour l'utilisateur  $j$

$c_i^k$ : Représente le  $k^{\text{ème}}$  chip,  $k=0,1,\dots,1-N$  du code d'étalement pour l'utilisateur  $j$

$f_0$ : la fréquence de la porteuse principale •

$fd$ : L'espace entre les sous-porteuses

$p(t)$ : l'impulsion rectangulaire décalée dans le temps :

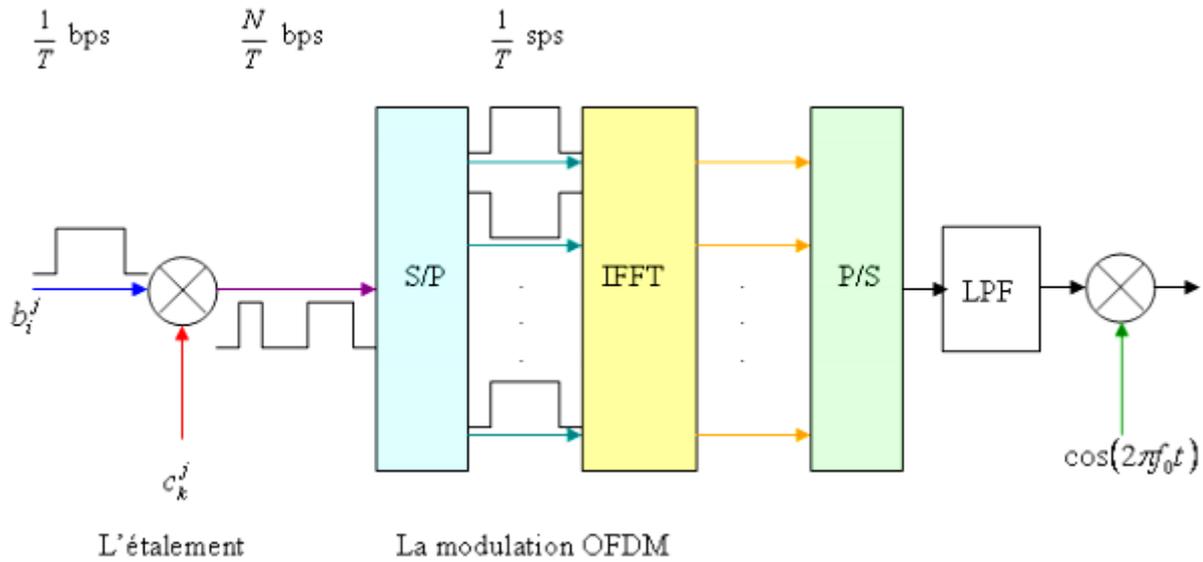
$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.2)$$

En  $f_d = 1/T$ , l'IFFT utilisé pour le signal transmis par l'utilisation de, comme systèmes OFDM.

La structure globale du transmetteur peut être implantée par la concaténation de l'étalement DS-CDMA et la modulation OFDM comme le montre la figure 1 :

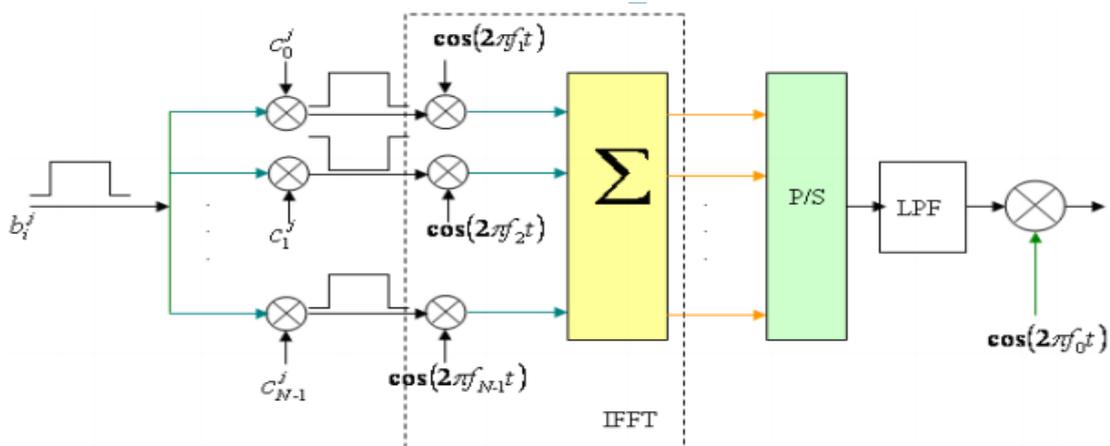
### Remarque :

DS-CDMA (Direct Séquence-CDMA) : dans le système CDMA (Direct Séquence Code Division Multiple Access), le codage des données s'effectue de manière directe.



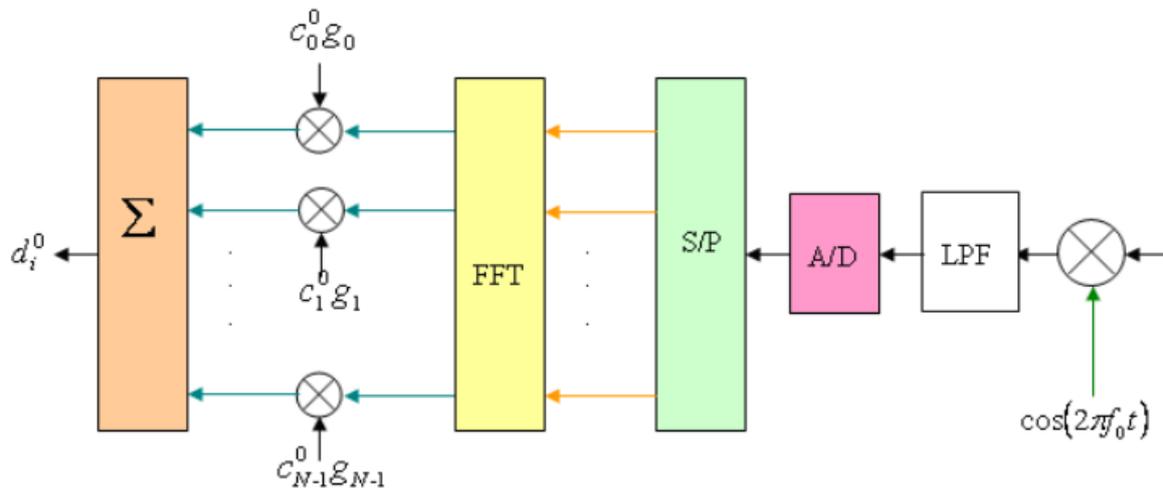
**figure 2 :Schéma du Transmetteur MC-CDMA**

Il est nécessaire d'avoir autant de sous porteuses que de copies du symbole (N sous porteuses). Les valeurs à la sortie du block « IFFT » sont en parallèle et échantillonnées dans le temps. Après la conversion parallèle/série, le filtrage passe-bas (LPF) est obligatoire pour avoir une forme continue du signal. Le signal ainsi obtenu est modulé par la fréquence principale  $f_c$  et transmis vers le récepteur. Le spectre fréquentiel du signal émis est un spectre OFDM avec un espace entre les sous porteuses  $fd = N/T$ .



**Fig. 3 : Un autre schéma du transmetteur MC-CDMA**

La figure 3 affiché le niveau du récepteur de chaque porteuse, le signal similaire au chip  $c_k$  est récupéré à l'aide du block «FFT» après un échantillonnage à la fréquence  $N/T$ . En suite le chip récupéré est corrélé avec le code local de l'utilisateur  $j$  dans le but de récupérer l'information originale  $b$  [2].



**Fig. 4 Schéma du récepteur MC-CDMA**

Le signal du  $i^{\text{ème}}$  symbole reçu Au niveau du récepteur pour la sous porteuse numéros  $k$  est sous la forme [2].:

$$r_{k,i} = \sum_{j=0}^{J-1} H_k b_i^j c_k^j + n_{k,i} \quad (1.3)$$

$J$ : le nombre des utilisateurs

$H_k$ : la réponse fréquentiel du canal pour la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse

$n_{ik}$ : les échantillons du bruit

### 1.3-Avantages et limites de la MC-CDMA :

#### a) Avantages de la MC-CDMA [3] :

- ✓ Un avantage majeur de la MC-CDMA consiste en son gain de diversité fréquentiel  $f$
- ✓ Mise en œuvre plus agréable pour les services hauts débit par rapport à la DS-CDMA.
- ✓ Résistante aux évanouissements.

#### b) Limites de la MC-CDMA [2]:

PAPR élevé.

Sensible à la fréquence porteuse décalée

Sensible au bruit de phase.

### 1.4-Applications de la MC-CDMA [4-5]:

La technique MC-CDMA est prometteuse pour:  $f$

- ✓ Les futures générations des systèmes de communication radio mobile
- ✓  $f$  Le canal PLC (power line communication).
- ✓ La radio cognitive. L'environnement sans fil d'intérieur (indoor Wireless Environment)

### 1.4 -Formulation générale des systèmes d'accès multiples avec canal de transmission [23]:

L'expression générale de l'enveloppe complexe d'un signal numérique à transmettre :

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} d_q \delta(t - qT) * g_e(t)$$

La fonction un canal de transmission est :

$$r(t) = x(t) * h(\tau, t) + b(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} d_q \delta(t - qT) * g_e(t) * h(\tau, t) + b(t) \quad (1.4)$$

$$R(t) = x(t) * h' \quad x(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} d_q \delta(t - qT) * g_e(t)$$

$g_0(t)$  Réponse impulsionnelle du filtre d'émission de mise en forme

L'expression du signal reçu  $r(t)$  s'il ya beaucoup des utilisateurs est :

$$r(t) = \sum_{j=0}^{N-1} X_j(t) * h_j(\tau, t) + b(t) \quad (1.5)$$

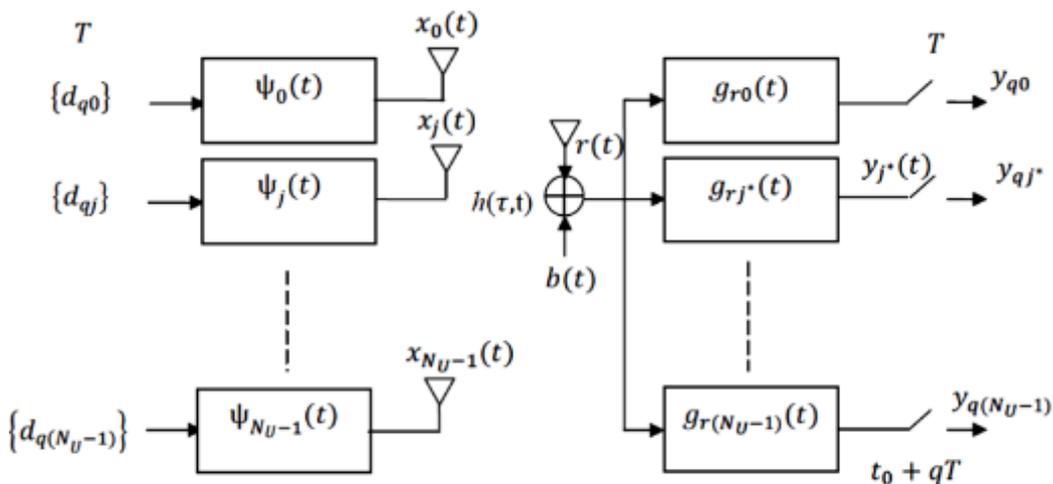
$$\psi_j(\tau) = g_{ej}(t) * h_j(\tau, t), \quad (1.6)$$

$R_{ej}(t)$  Réponse impulsionnelle du filtre d'émission adapté au filtre de réception  $R_{rj}(t)$ .

$B(t)$  Bruit blanc aditif gaussien de moyenne nulle et de variance  $\sigma_b^2$ .

$N_u$  Le nombre des utilisateurs.

$h(\tau, t)$  Canal de transmission de réponse impulsionnelle



***Figure 5— Transmission multi-accès avec canal de propagation [6]***

### **1.5-Le canal de transmission :**

Le terme « canal de transmission » n'a pas toujours le même sens, et il variera selon que les gens le considèrent du point de vue de la communication, de la théorie de l'information ou de la théorie de la communication. En ce qui nous concerne, la notion de canal de transmission est liée à toutes les sources d'interférence qui affectent le signal de transmission, c'est-à-dire l'environnement physique utilisé pour la transmission et les équipements d'émission et de réception, tels que la fonction, l'amplification, la conversion de fréquence ou antennes d'émission et de réception [7].

### **1.6-Le canal de propagation :**

Le canal de propagation est le support physique de transmission qui relie l'émetteur à l'émetteur Destinataire. C'est le contenu principal de la chaîne de communication qui provoque des interférences Affecte le signal transmis. Essentiellement différent, le support peut être un câble (deux fils, coaxial, ...), Fibre optique, espace libre, etc. La modélisation du canal de propagation est une étape Il est complexe et essentiel pour comprendre et réaliser la chaîne de communication numérique [6].

### **1.7- La chaîne de transmission et ses distorsions :**

La qualité de transmission peut être jugée en évaluant le taux d'erreur sur les bits (taux d'erreur sur les bits  $T_{eb}$  ou  $B_{er}$ ) pour déterminer la dégradation du message numérique. Ces dégradations dépendent non seulement du canal de propagation, mais aussi de la défaillance de l'antenne. Chaîne de transmission, comme le bruit

thermiquement additif, la non-linéarité de l'amplificateur ou l'instabilité de l'oscillateur local utilisé lors de la commutation des fréquences.

### 1.8- Le canal AWGN (Bruit Blanc Additif (Gaussien)) :

Le modèle du canal AWGN est composé d'un bruit blanc Gaussien ajouté dans le médium à l'onde modulée. Un bruit blanc Gaussien est un processus aléatoire stationnaire puisqu'il est indépendant du signal transmis. La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance qui vaut  $N_0$  sur toute la bande de fréquences. C'est un bruit thermique provenant principalement de l'agitation des électrons au sein des équipements électroniques de réception. Il est dit blanc car l'ensemble de ses composantes fréquentielles sont d'égales amplitudes dans une bande de fréquences s'étendant jusqu'à  $10^{13}$  Hz [7]. Du fait de sa largeur de bande théoriquement infinie, il est difficile d'exprimer le bruit blanc, c'est pourquoi l'on suppose que le bruit sommé au signal d'entrée du récepteur a été filtré par un filtre idéal, de largeur de bande très grande devant la bande utile. Le bruit blanc peut être rendu Gaussien par une distribution gaussienne. Ainsi, le bruit doit suivre la loi normale, ou loi de Gauss, régie par la densité spectrale suivante [8-9] :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.7)$$

$p(x)$  : est la densité spectrale d'un bruit blanc gaussien.

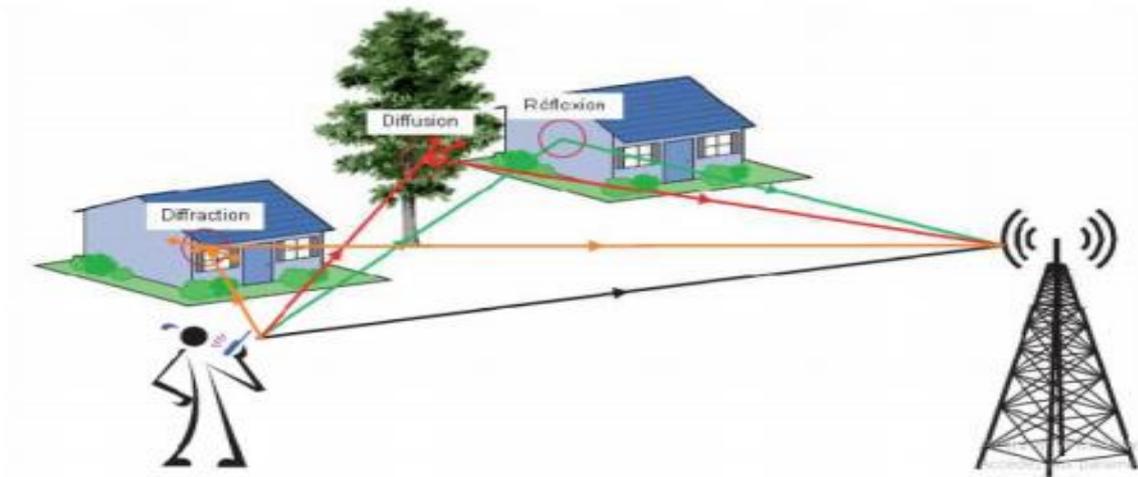
$\mu$ : est la valeur moyenne de la variable aléatoire  $x$ .

$\sigma^2$ : représente la variance  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$

### 1.9-Le canal trajets multiples :

Le canal de transmission radio mobile est l'un des modes de communication les plus variables et incontrôlables. En parcourant le trajet entre l'émetteur et le récepteur, les ondes radio seront affectées par de nombreux facteurs irréguliers en termes de forme, de caractéristiques électromagnétiques, de température et d'humidité du milieu qu'elles traversent, ce qui nuira à la qualité du signal. Pour cette raison, la transmission radio a les caractéristiques de fluctuer avec le temps et l'espace, et elle présente souvent des changements très importants dus à plusieurs phénomènes de propagation. Le canal de propagation radio entre la station fixe et la station mobile est caractérisé par l'existence de trajets multiples [6].

Dans les systèmes de radiocommunication, le signal transmis va emprunter des trajets différents avant d'arriver au récepteur. Dans certains cas, le signal suit un trajet direct sans rencontrer d'obstacle. Par contre dans la majorité des cas, les composantes du signal subissent des phénomènes de réflexion, de diffraction et de diffusion (sol, les bâtiments, les voitures, les murs... etc.), La figure 4 illustre ces phénomènes. Ces trajets multiples ont des longueurs physiques différentes. Ainsi, le signal issu de chaque trajet arrive avec une amplitude et un retard propre au trajet. Ces échos induisent un étalement temporel du signal donnant lieu à un phénomène d'interférence entre symboles transmis [10-1].



**La figure 6 : Transmission par trajets multiples**

### 1.9.1-Effet positif des multi-trajets :

Le principal avantage des trajets multiples est de permettre aux communications d'avoir lieu dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe. Dans ce cas les trajets multiples permettent aux ondes radio de "franchir" les obstacles (montagnes, bâtiments, tunnels,...) et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio.

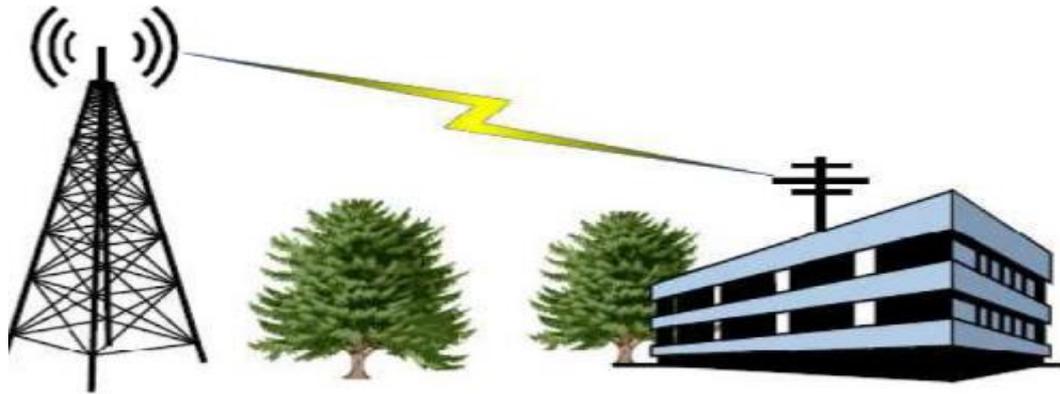
### 1.9.2-Aspect négatif des trajets multiples [23] :

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les principaux sont :

- ✓ L'obstruction
- ✓ La dispersion des retards (Delay spread)
- ✓ Evanouissements (ou fading) de Rayleigh
- ✓ Décalage en fréquence (Doppler shift)
- ✓ La dispersion spatiale : l'étalement angulaire

### 1.10. 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 (figure 7). Ce type de propagation est qualifié, également, par propagation en vue directe ou LOS (Line Of Sight)[13] .

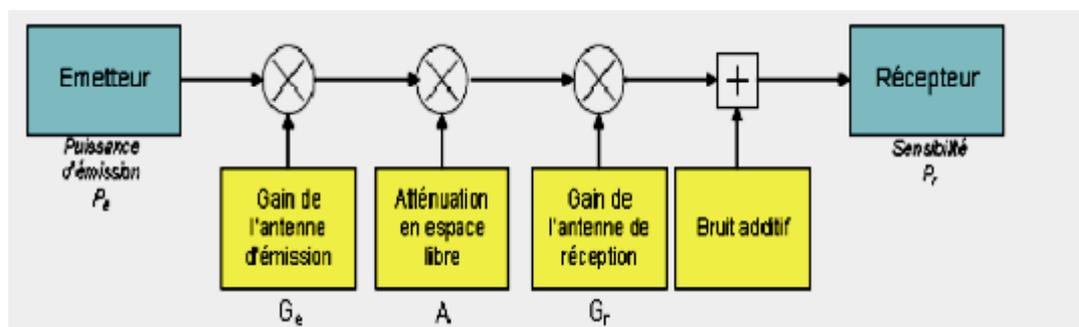


**Figure 7 : Propagation en espace libre** [13]

Le système de communication qui répond à ces spécifications est illustré à la Figure 7, Lors de la réception, l'intensité du signal atténué  $A$ , et l'atténuation  $A$  est inversement proportionnelle à la somme du carré de la fréquence de fonctionnement  $f$  et la distance entre l'émetteur et le récepteur. Selon l'équation de transmission FRIS, la puissance reçue s'écrit sous la forme:

$$P_r = \frac{P_e G_e G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (1.8)$$

Où  $G_e$  et  $G_r$  sont respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception exprimés en **dB**,  $d$  est la distance entre les deux antennes exprimée en mètre, et  $\lambda$  est la longueur d'onde en mètre.



**Figure 8 : Système de communication avec un canal à bruit additif**

L'atténuation donnée par le rapport entre la puissance  $P_e$  du signal émis et la puissance  $P_r$  du signal reçu s'écrit [13] :

$$A = \frac{1}{G_e G_r} \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2} \text{ (dB)} \quad (1.9)$$

$\lambda$  est reliée à la fréquence de travail  $f_p$  par la relation suivante :  $\lambda = c/f_p$  avec  $c$  célérité de la lumière ( $3 \cdot 10^8$  m/sec).

## 1.11. Modèle du canal multi-trajets :

### 1.11.1. Le Canal de Rice :

Le canal de **Rice** est un canal idéal En présence d'un trajet direct dominant [6-12-13] :

$$P(\alpha_i) = \frac{\alpha_1}{\alpha_{\alpha_i}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_{\alpha_i}^2 + A^2}{2\alpha_{\alpha_i}^2}\right) J_0\left(\frac{\alpha_1 A^2}{\alpha_{\alpha_i}^2}\right) \quad A \geq 0, \alpha_{\alpha_i} \geq 0$$

(1.10)

$A$  est la puissance du signal reçu dominant ou du trajet direct :

$K = A^2 / 2\alpha^2$  Est appelé facteur de Rice c'est le rapport entre la composante dominante de la puissance reçue et la variance de la puissance de tous les trajets combinés.

$J_0(\cdot)$  La fonction de Bessel modifiée d'ordre 0.

Nous constatons que si  $A \rightarrow 0$  nous aurons un canal de **Rayleigh**.

### 1.10.2. Le Canal de Rayleigh :

La distribution de Rayleigh est fréquemment utilisée dans le modèle multi-trajets avec le non visibilité du trajet direct [6-12-13]:

$$P(\alpha_i) = \frac{\alpha_1}{\alpha_{\alpha_i}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_i^2}{2\sigma\alpha_1^2}\right) \quad (1.11)$$

$\alpha_i(t)$  est une variable aléatoire uniformément.

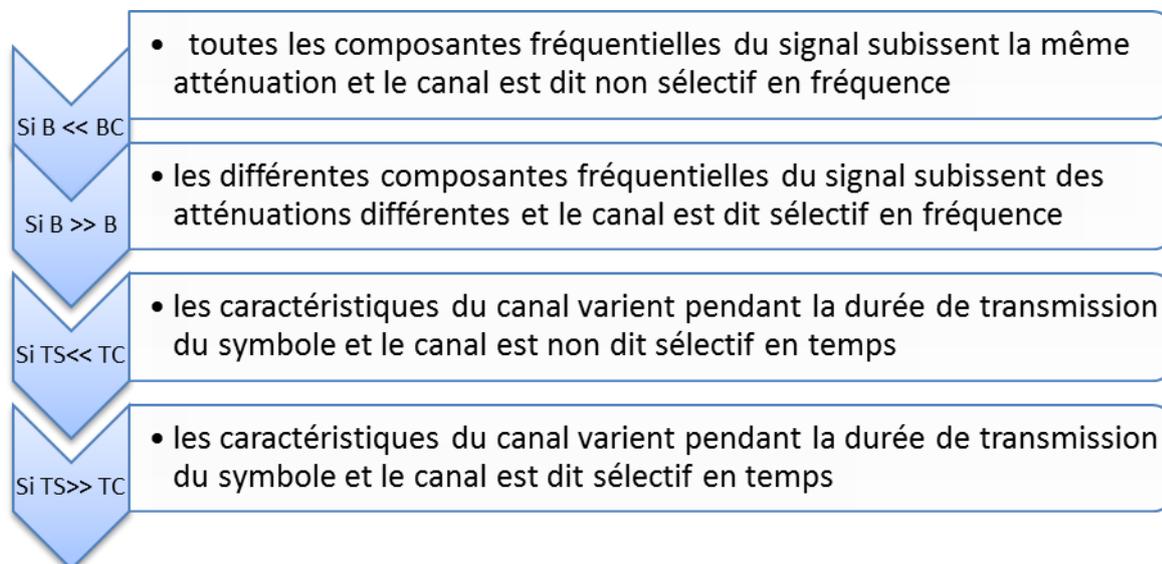
$\alpha_{\alpha}^2$  : (Variance) sont respectivement la tension et la puissance moyenne temporelle du signal reçu avant détection.

- **La bande de cohérence  $B_c$  :**

Il s'agit de la différence de fréquence minimale liée aux caractéristiques du canal. Par conséquent, deux ondes sinusoïdales avec une différence de fréquence supérieure à  $B_c$  seront affectées différemment par le canal. Ce montant est approximativement l'inverse de l'extension de temps du canal

- **Le temps de cohérence  $T$  :**

C'est la durée sur laquelle les caractéristiques du canal de transmission demeurent quasiment constantes. Cette grandeur est environ l'inverse de l'étalement fréquentiel du canal. Ces paramètres sont utilisés pour classer les canaux. On note  $B$  la bande occupée par le signal à transmettre et  $T_S$  la durée d'un symbole. On distingue alors quatre cas de figures :



1.

#### 4. Conclusion :

Deux techniques de base qui étaient envisagées pour la 4<sup>ème</sup> génération ont été présentées : l'OFDM qui offre une grande flexibilité d'allocation de ressources sur les différentes sous-porteuses et le CDMA qui offre une grande robustesse vis à vis des brouilleurs ainsi qu'une simplicité de gestion de l'accès multiple. En combinant ces

deux méthodes d'une façon ou d'une autre, on pourrait alors bénéficier des avantages de chacune d'elles. C'est le MC-CDMA.

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle du système MC-CDMA basé sur la modulation par FFT, Nous avons ensuite présenté Avantages et limites de la MC-CDMA et Formulation générale des systèmes d'accès multiples avec canal de transmission .

En plus nous avons défini Le canal de transmission et propagation, Le canal AWGN (Bruit Blanc Additif Gaussien) et les canaux trajets multiples.

**CHAPITRE2 : TRANSFORMEE EN PAQUETS  
D'ONDELETTE**

## 2.1-Introduction :

La transformée en ondelettes permet une analyse multi-résolution des signaux dans le plan temps-fréquence. Elle peut être réalisée à l'aide d'un banc de filtres composé de filtres passe-bande (passe haut et bas), qui a une bande passante relativement constante proportionnelle à la fréquence. Ce type de filtre peut être utilisé pour simuler la réponse en fréquence de l'oreille. En outre, il est également utilisé pour analyser des signaux composés d'un mélange de signaux de haute fréquence à court terme et de signaux de basse fréquence à long terme.

La transformation en paquet ondelettes est une extension de la transformation en ondelettes. Cela permet de sélectionner un compromis entre la résolution fréquentielle et la résolution temporelle dans chaque sous-bande. Chaque décomposition possible correspond à une base différente. Ce type de transformation peut être utilisé pour l'analyse adaptative du signal en recherchant toujours la meilleure base de décomposition.

## 2.2-ANALYSE MULTIRÉSOLUTION :

Le cadre d'analyse de ces ondelettes représentées par des filtres discrets s'est beaucoup développé ces dernières années. Nous disposons d'un ensemble de théorèmes sur les caractéristiques des ondelettes et les caractéristiques des filtres discrets. De plus, il existe plusieurs familles d'ondelettes classiques, qui portent généralement le nom du créateur ou le nom de l'attribut. L'ondelette dyadique est une ondelette qui se dilate pour répondre à des propriétés spécifiques. Banque de filtres.

L'analyse multi résolution axé à planifier le signal  $x$  sur une série de sous espaces orthogonaux de  $L^2(\mathbb{R})$  les espaces d'approximations  $V_i$  et de détails  $W_i$ . Nous verrons que la projection d'un signal sur les espaces de détails fournit sa transformée en ondelettes discrète. Les espaces de projections du signal sont toutes caractérisés par la donnée de deux filtres (passe haut et passe bas). Ces filtres permettent le calcul rapide des coefficients de la transformée en ondelettes discrète via un algorithme itératif.

## 2.3-THÉORIE DE L'AMR :

### 2.3.1- Définition :

Le principe de la décomposition en paquets d'ondelettes est de réitérer Le processus De décomposition d'un signal en approximation et en détail s non plus uniquement sur les coefficients d'approximations mais aussi sur ceux de détails. On dispose lors d'un plus grand nombre d'espaces de projection [15].

Une analyse multi résolution de  $L^2(\mathbb{R})$  est une suite  $\{V_m\}$  de sous espaces fermés de  $L^2(\mathbb{R})$  ayant les propriétés suivantes [14] :

$$1.. \bigcap_m V_m = \{0\} \quad V_m \text{ est dense dans } L^2(\mathbb{R}) \text{ et } \quad V_{m+1} \subset V_m$$

2. Pour toute fonction  $x(t)$  de  $L^2(\mathbb{R})$  et tout  $m$  de

$$\sum_{k \in \mathbb{Z}} x(t-k) \in V_m \quad \longleftrightarrow \quad x(2^m t) \in V \quad (2.1)$$

3. Pour toute fonction  $x(t)$  de  $V_0$  et tout  $k$  de  $\mathbb{Z}$ ,  $x(t - k) \in V_0$  (2.2)

4. une fonction  $\phi(t)$  de  $V_0$

$$\sum_{k \in \mathbb{Z}} x(t-k) \in V_0 \iff \sum_{k \in \mathbb{Z}} \phi(t - k) \in V_0 \quad (2.3)$$

Forme une base de Riesz de  $V_0$  donc il existe deux réels  $A$  et  $B$  avec  $A > 0$

Notamment, toute fonction  $f$  de  $V_0$  :

$$f = \sum_{k \in \mathbb{Z}} g_k \phi(t - k) \quad (2.4)$$

Et :

$$A \|f\|^2 \leq \sum g_k^2 \leq B \|f\|^2 \quad (2.5)$$

### 2.3.2-Interprétations [14] :

$V_m$  : espaces d'approximations.

$V_{m+1}$  est une approximation plus grossière du signal que sa projection dans  $V_m$   
selon  $V_{m+1} \subset V_m$

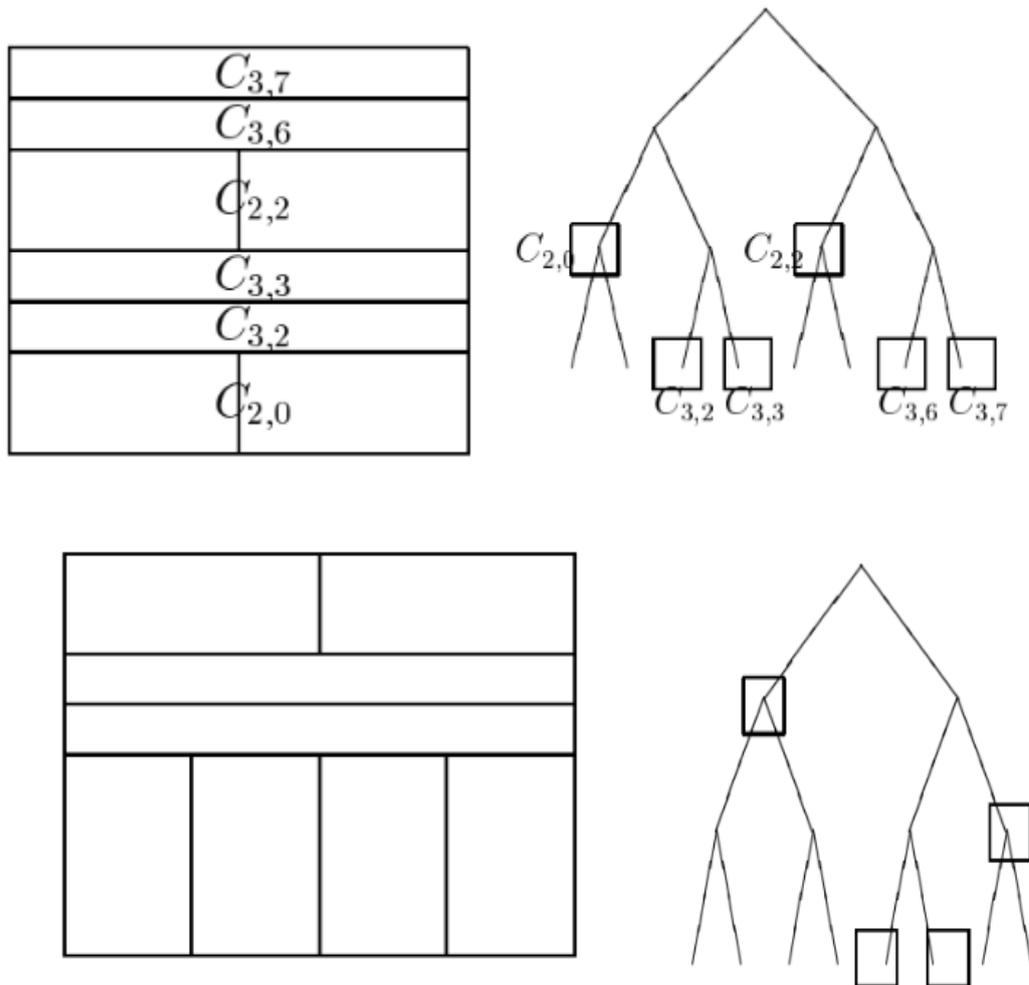
Un espace d'approximation peut passer à un autre par changement d'échelle

Prouve que on peut générer  $V_0$  par translation d'un même motif et garantie la stabilité numérique de la décomposition d'une fonction sur  $V_0$ .

### 2.4. Bases de paquets d'ondelettes :

L'arbre binaire est décomposé en paquets d'ondelettes pour donner une représentation fortement redondante du signal. Si l'on veut utiliser une représentation non redondante, il faut choisir la base du package, qui est un ensemble de nœuds de l'arbre dont la projection dans l'espace temps-fréquence forme une partition. Ceci est dérivé du concept d'arbres admissible. Un arbre admissible est composé de nœuds avec 0 ou 2 nœuds enfants, et la base sera composée de tous les nœuds sans nœuds enfants. Compte tenu de la division de fréquence causée par la décomposition en paquets d'ondelettes, cela équivaut à couvrir l'axe des fréquences sans chevauchement.

La figure 9 représente deux exemples de bases de paquets d'ondelettes. Les nœuds choisis dans la constitution de la base sont entourés par des carrés. On voit que si on élague les arbres au niveau des nœuds choisis, on obtient des arbres admissibles. Les paquets choisis forment bien une partition de l'axe des fréquences (en horizontal sur l'arbre). Le pavage du plan temps-fréquence induit par les bases représenté pour un signal  $x \in \mathbb{R}^8$ . [16]



**Fig 9: Exemples de bases de paquets d'ondelettes et pavages temps fréquences correspondants**

**Reconstruction**

La décomposition en base de paquets d'ondelettes découlant du principe de l'AMR, on peut reconstruire le signal en utilisant les filtres de reconstruction associés aux filtres de décomposition. Si  $\hat{W}_m$  est la base duale associée aux fonctions  $W_m$ , et B est l'ensemble des indices  $\{j, m\}$  des nœuds sélectionnés dans une base de paquets d'ondelettes [15], alors

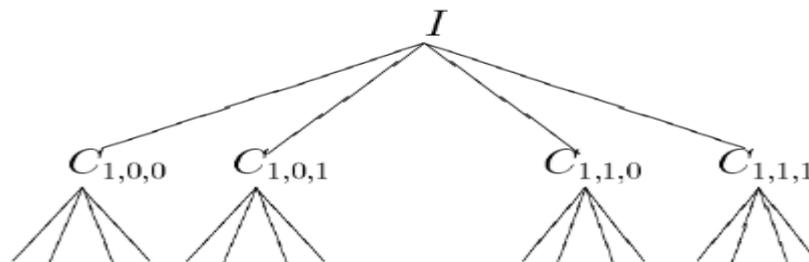
$$x(t) = \sum_{\{j,m\} \in B} \sum_k C_{i,m}(k) \frac{1}{2^{j/2}} \hat{w}_m(2^{-j}t - k) \tag{2.6}$$

**Meilleures bases** : Obtenir la meilleur base de décomposition, revient à rechercher l'ensemble des coefficients d'approximations et de détails les mieux adaptés pour représenter le signal et l'information qui nous intéresse. Nous présenterons des exemples d'algorithmes de sélection de meilleure base dans la suite.

## 2.5. GENERALISATION AUX IMAGES :

La décomposition d'une image sur la base des paquets d'ondelettes suit le même principe que la décomposition d'un signal unidimensionnel. L'algorithme de décomposition en ondelettes est résumé par filtrage et extraction des coefficients de détails et d'approximations. Dans le cas des images, nous opérons sur des lignes et des colonnes, puis nous obtiendrons le quatre de décomposition de paquets d'ondelettes comme le montre la figure 9

Dans la représentation quaternaire du paquet d'ondelettes, chaque paquet  $C_{(p, i, j)}$  correspondant au nœud de l'arbre contient des informations relatives à toutes les images de la bande de fréquence indexées par  $(i, j)$ , et sa taille est déterminée par ce qui suit formule Le niveau du taux  $P$ . Le coefficient du paquet est exprimé par notés  $C_{p,i,j}(k; l)$ . Cette décomposition peut être interprétée comme la décomposition en sous-bandes de l'image, et la résolution fréquentielle continue d'augmenter. La figure 9 (a, b et c) montre la répartition spatiale de la fréquence obtenue pour les trois premiers niveaux de l'arbre La décomposition obtenue est redondante, on peut sélectionne à partir de l'arbre et d'un critère, une meilleure base de paquets d'ondelettes. La figure 10(c) présente une base possible de paquets d'ondelettes [18].



**Fig10: Arbre quaternaire de décomposition en paquets d'ondelettes**

### 2.5.1. SELECTION DE MEILLEURES BASES DE DECOMPOSITION EN PAQUETS D'ONDELETTES :

Coifman et Wickerhauser [17] ont introduit de meilleures actions basées sur les paquets d'ondelettes dans le cadre de la compression du signal. L'idée principale est de trouver une base qui peut le mieux représenter le signal, c'est-à-dire la base avec l'information la plus concentrée.

|           |           |
|-----------|-----------|
| $C_{100}$ | $C_{101}$ |
| $C_{110}$ | $C_{111}$ |

a- Niveau 1

|           |           |           |           |
|-----------|-----------|-----------|-----------|
| $C_{200}$ | $C_{201}$ | $C_{202}$ | $C_{203}$ |
| $C_{210}$ | $C_{211}$ | $C_{212}$ | $C_{213}$ |
| $C_{220}$ | $C_{221}$ | $C_{222}$ | $C_{223}$ |
| $C_{230}$ | $C_{231}$ | $C_{232}$ | $C_{233}$ |

b- Niveau 2

|  |  |  |  |  |  |  |  |
|--|--|--|--|--|--|--|--|
|  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |

c- Niveau 3

|  |  |  |  |  |
|--|--|--|--|--|
|  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |

d- Base

**Fig.11 (a,b,c) : Découpages espace-fréquence correspondant aux trois premiers niveaux de la décomposition en paquets d'ondelettes. d: exemple de meilleure base**

L'algorithme de sélection de meilleure base de paquets d'ondelettes a été tout d'abord mis en place pour la compression [15] [16]. Il est constitué de deux étapes. La première consiste à déterminer un critère permettant d'exprimer mathématiquement les objectifs de l'application désirée. Dans le cadre de la compression des signaux, on veut maximiser la concentration de l'énergie sur un petit nombre de vecteurs. Le critère sera une fonction de coût additive permettant de mesurer cette concentration de l'information, comme par exemple l'entropie du signal.

La deuxième étape de l'algorithme consiste à adopter une stratégie de recherche de la base permettant d'optimiser ce critère. Une méthode brutale consiste à calculer les projections du signal sur toutes les bases possibles puis à choisir celle qui minimise le critère. Or, pour un arbre de longueur  $j$ , le nombre de bases possibles  $N_B$  est trop important pour espérer faire ce calcul :  $2^{2^{j-1}} \leq N_B \leq 2^{\frac{5}{4}2^{j-1}}$

Coifman et Al. ont adopté une stratégie de recherche locale du minimum du critère. Le critère étant une fonction additive, on peut en effet travailler sur l'arbre de décomposition en paquet d'ondelettes de façon locale : L'idée est de calculer l'arbre binaire de décomposition en paquets d'ondelettes et de construire un arbre dans lequel chaque feuille contient la valeur du critère pour le paquet correspondant. L'arbre obtenu pour cette application est appelé arbre entropique. La sélection de la base se fera sur cet arbre en comparant la valeur d'un nœud avec celle de ses fils. Ces étapes sont détaillées ci-dessous :

- On décompose le signal  $x$  en paquets d'ondelettes
- On calcule le critère entropique en chaque nœud ( $j; m$ ):

$$M_x(j; m) = - \sum P_i \log(P_i) \text{ avec } P_i = \frac{\|c_{j,m(i)}\|^2}{\|x\|^2} \quad (2.7)$$

On obtient l'arbre entropique

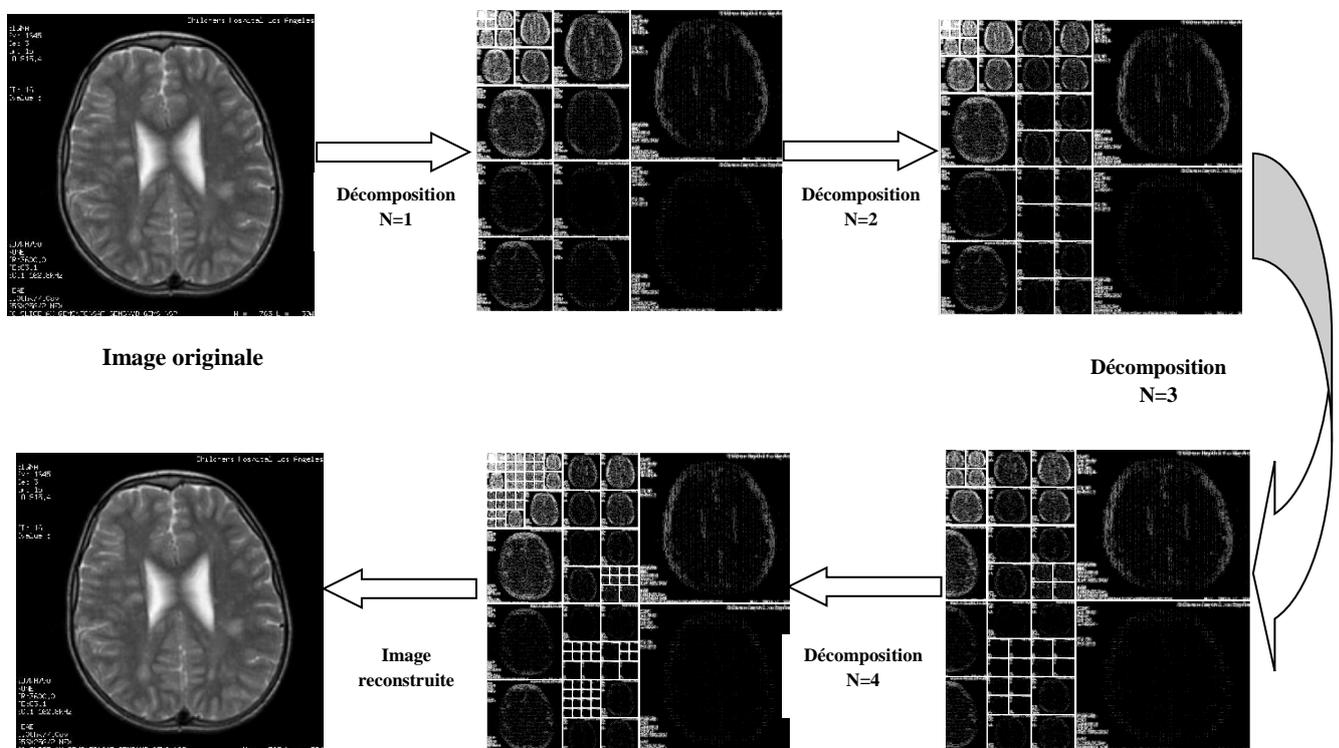
On sélectionne la meilleure base en ne conservant que les nœuds qui minimisent le critère de la manière suivante : en partant des extrémités de l'arbre et en remontant vers la racine, pour chaque nœud, on compare son entropie à la

somme des entropies de ses fils. Si elle est supérieure, on sélectionne les fils et on remplace l'entropie du père par celle de ses deux fils, sinon on conserve le père.

La stratégie de recherche des nœuds constituant la base s'effectue donc à partir du bas de l'arbre en prenant comme base initiale le dernier niveau. On raisonne ensuite par comparaison: selon la valeur des nœuds on sélectionnera dans la base soit un père, soit ses deux fils. Cette stratégie assure que l'on obtienne une base de paquets d'ondelettes. On peut remarquer que lorsque l'arbre est parcouru, la racine contient la valeur de l'entropie de la projection du signal sur la meilleure base.

### 2.5.2. Décomposition par la transformée en paquets ondelettes Bior4.4 (PWT) couplée avec SPIHT pour image médicale « IRM1 » (analyse et synthèse)

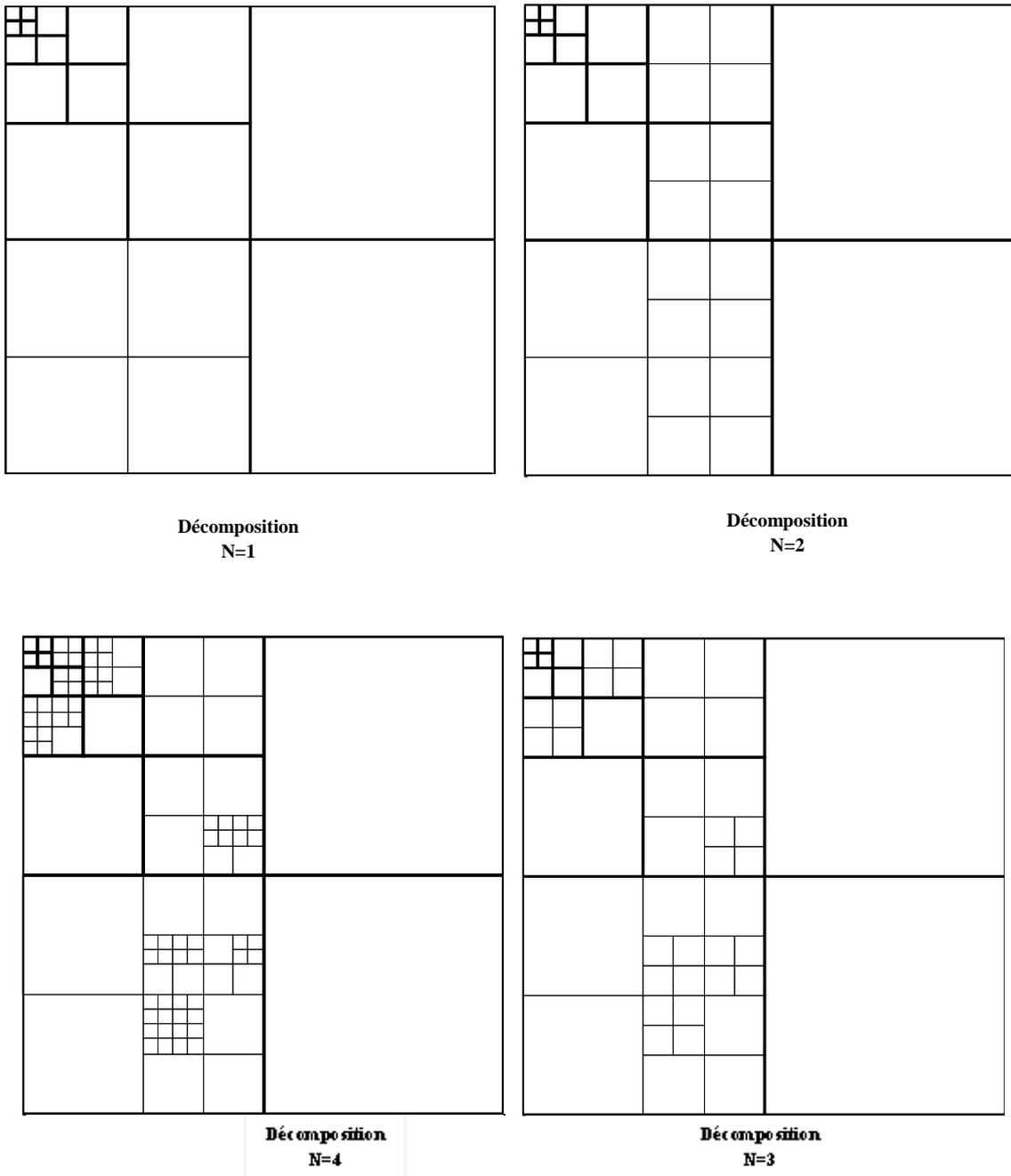
Dans cette décomposition, nous avons choisi la transformée en paquets ondelettes Bior4.4 (TPOD) couplée avec SPIHT pour décomposer et reconstruire une image médicale IRM1 au niveau de gris de taille 512X512 codée sur 8bpp appliqué avec un niveau de décomposition (N=1, N=2, N=3, N=4).



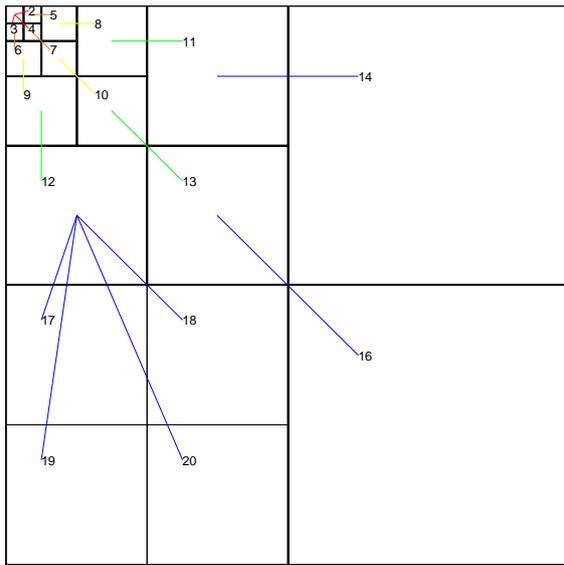
**Fig.12: Décomposition et reconstitution par la transformée en paquets ondelettes PWT bior4.4(TPOD) + SPIHT d'une image IRM1**

**2.5.3. Sélection de la meilleure base et la structure de sous bande de la transformée en paquets ondelettes par Bior4.4 (TPOD) couplée avec SPIHT :**

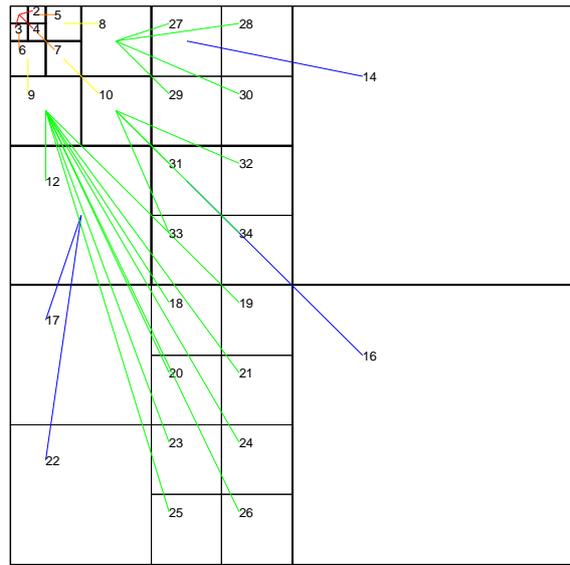
Nous avons toujours choisi la transformée en paquets ondelettes Bior 4.4 (TPOD) couplée avec SPIHT pour décomposer et reconstruire la même image médicale IRM1 avec un niveau de décomposition (N=1, N=2, N=3, N=4).



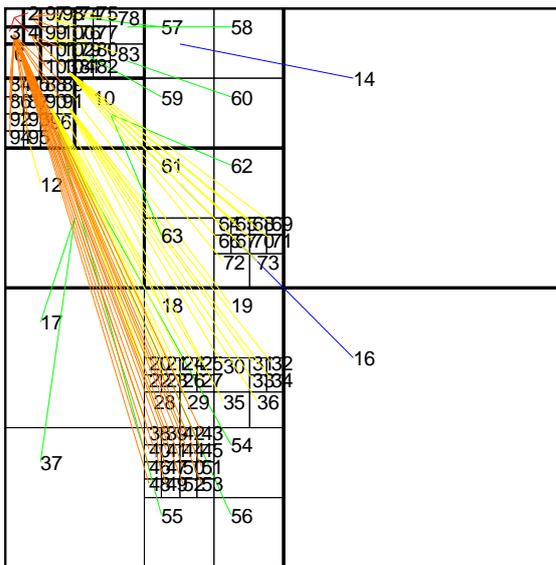
**Fig.12: Sélection de la meilleure base de la transformée en paquets ondelettes Bior4.4(TPOD) + SPIHT pour une image IRM1**



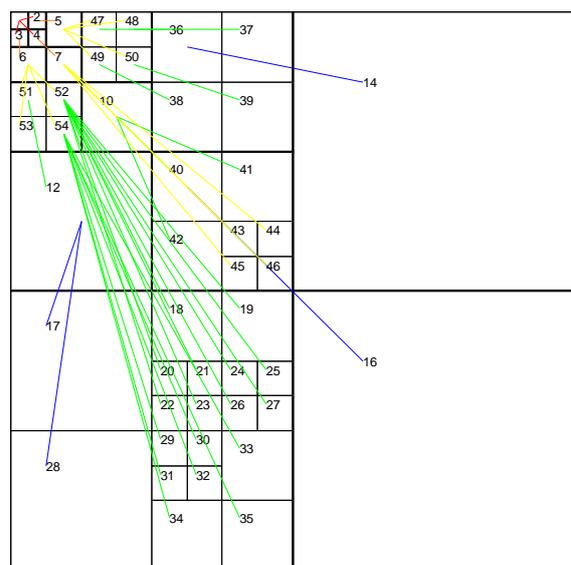
Décomposition  
N=1



Décomposition  
N=2



Décomposition  
N=4



Décomposition  
N=3

Fig. 13: la structure de sous bande de la transformée en paquets ondelettes Bior4.4(TPOD) + SPIHT pour une image IRM1

## 2.6. CONCLUSION :

Nous avons vu que la décomposition en paquets d'ondelettes d'un signal conduit à de nombreux choix possibles de bases, parmi lesquelles une meilleure base pourra être déterminée. La sélection de cette meilleure base est faite en fonction du signal et de l'information recherchée.

De nombreuses applications de la transformée en paquet d'ondelette, non seulement dans l'analyse d'images ou de vidéos, mais aussi dans de nombreux autres domaines (audio, statistiques...). Leur popularité et leur facilité d'utilisation sont devenues des outils indispensables.

Si l'on adopte un point de vue fréquentiel, la transformée en paquet d'ondelettes peut être assimilée à une segmentation fréquentielle de l'information contenue dans le signal à la manière d'un banc de filtres présentant une structure dyadique. La répartition de la résolution dans le plan temps-échelle est ainsi figée.

Nous nous intéresserons aux techniques de compression avec perte à base de transformation, plus exactement celle utilisant les ondelettes. En accord avec la littérature le codeur SPIHT semble un candidat adéquat pour la compression des images naturelle ou médicale. Par la suite il sera utilisé en amont dans une chaîne de communication MC-CDMA sans fils.



## **CHAPITRE 3 : RESULTATS EXPERIMENTAUX**

### 3.1. Introduction générale :

La transmission de données multimédias, d'images et de vidéos est un énorme défi pour la communauté scientifique, notamment dans le domaine de la communication sans fil. Le système MC-CDMA est considéré comme une avancée du système de communication mobile. Compte tenu de la prochaine génération de technologie de communication, l'utilisation d'équipements (FFT) peut facilement envoyer et recevoir des signaux sans augmenter la complexité de l'émetteur et du récepteur.

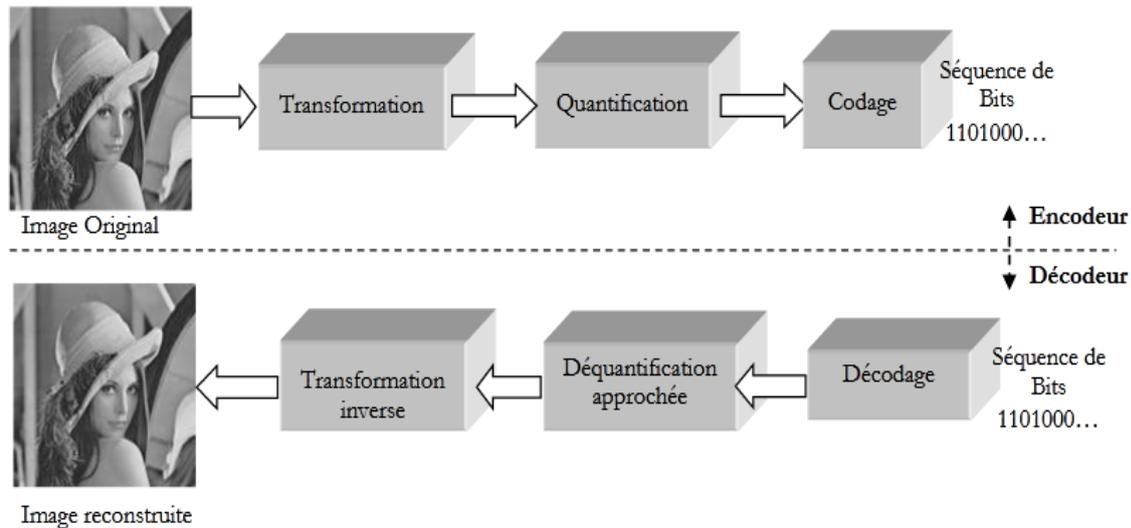
Dans ce chapitre, nous proposons d'étudier la combinaison du codage source (encodeur SPIHT) et de la technologie de communication MC-CDMA (appelée TPOD-SPIHT-MC-CDMA) pour la transmission d'images naturelles et médicales. L'utilisation de différents paramètres PSNR, MSSIM, SNR et BER dans le canal gaussien évalue objectivement les performances du modèle proposé.

La compression de données ou d'images est une étape cruciale dans les systèmes de communications car elle permet une optimisation des ressources allouées aux utilisateurs. Ainsi, un gain important en temps et en espace est apporté. Le codeur SPIHT est considéré comme l'un des algorithmes de compression d'image à base d'ondelettes les plus efficaces disponible dans la littérature [31,32]. Il est capable de compresser des images sans perte ainsi qu'avec pertes.

### 3.2. Techniques de Compression d'images :

Dans notre vie quotidienne, la production de données ne cesse d'augmenter, ce qui amène des problèmes dans le processus de transmission, de sauvegarde ou d'enregistrement ou de stockage. La technologie de compression permet d'optimiser les ressources allouées aux utilisateurs. Cela apporte des gains importants en temps et en espace. La méthode de compression se divise essentiellement en deux parties : la technologie dite sans perte (réversible) et la technologie avec perte (irréversible).

La compression d'une image numérique permet de réduire le nombre de bits qu'elle occupe. Les deux principes qui interviennent pour atteindre cet objectif sont la réduction de la redondance (n'introduisant pas de perte), et la représentation approximative de l'information contenue dans l'image (introduisant une perte).



**Figure 14 : Schémas de compression/décompression classique pour les images**

### 3.2.1. Compression avec perte d'informations :

Contrairement aux méthodes de compressions sans pertes d'informations, ce type de compression comporte une perte de données pendant le processus. Le résultat qu'on peut en obtenir est une version dégradée de l'image originale. Le but de ce type de compression est d'éliminer le plus d'informations possible sans atténuer la qualité de l'image perçue par le système visuel humain. On peut citer plusieurs types de compression pouvant générer des pertes: le codage prédictif, le codage par transformée basé sur la transformée en ondelette ou en paquet d'ondelette et le codage de sous bande tel que SPIHT.

### 3.2.2. Compression sans perte d'informations [14].:

Ces procédés ont été établis dans le cadre de la théorie de l'information. Elles se basent sur des méthodes de codage [14]. Ces méthodes s'intéressent à la présence ou non d'une distorsion ou perte d'information introduite par la compression [14]. Le taux de compression (TC) généralement atteint par les méthodes sans perte sur des images médicale.

Les différentes méthodes de compression d'images peuvent être classées en deux grandes catégories d'après leurs propriétés .

Les méthodes de compression sans pertes d'informations permettent de retrouver exactement toute l'information contenue dans l'image numérique originale. Il existe plusieurs méthodes de compression sans pertes tel que le codage arithmétique, codage de huffman ,code RLE ....ect

### 3.3.-Mesures de performance :

Une image numérique est une matrice composée d'échantillons élémentaires appelés pixels. Nous appellerons M le nombre de lignes de l'image, et N le nombre de colonnes .La position d'un pixel sur la matrice image sera indiquée par son indice de ligne  $m \in [0, M [$ , et son indice de colonne  $n \in [0, N [$ . A chaque pixel d'une image monochrome, est associée une valeur numérique à laquelle correspond un niveau de gris. En général, le nombre de niveaux de gris est une puissance de deux. Par exemple, une image dont les pixels ont des niveaux de gris représentés avec des nombres allant de 0 à 255, soit 256 valeurs possibles, est codée sur 8 bits par pixel (bpp). Notons que par convention le niveau de gris „0” correspond à du noir, et le niveau « 255 » à du blanc. Le nombre de bits par pixels R est appelé „débit”. On notera Rôle débit de l'image originale avant compression, et Rc son débit après compression [33].

#### 3.3.1.-les techniques Mesures de performance :

##### 3.3.1.1.Rapport signal sur bruit crête (PSNR) :

On référence à l'erreur quadratique moyenne par rapport à la dynamique de l'image en décibels. On obtient un rapport signal sur bruit crête pour une image dénoté PSNR (peak SNR) [33].La faible valeur du PSNR signifie que l'image est de mauvaise qualité [34]. Le PSNR est définit comme suit :

$$\text{PSNR} = \frac{(\text{dynamique de image})^2}{\text{MSE}} \quad (3.1)$$

MSE : Erreur Quadratique Moyenne.

$$\text{MSE} = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (I(i,j) - \hat{I}(i,j))^2 \quad (3.2)$$

Avec  $I(i, j)$  : représente l'image originale,  $\hat{I}(i, j)$  : représente l'image compressée.  $M$  et  $N$  sont le nombre de lignes et de colonnes.

### 3.3.1.2. L'indice de la Similarité Structurale (SSIM) :

L'inconvénient de la MSE est qu'elle ne rend pas compte de la perte de qualité visuelle engendrée par la compression. Si tous les pixels d'une image étaient translatés, l'erreur quadratique serait très élevée, alors que la qualité visuelle serait parfaitement bonne. De plus, la MSE est une mesure globale sur toute l'image, qui gomme les variations locales. Par exemple dans une image médicale, si des détails anatomiques importants sont dégradés par la compression et si la majeure partie du reste de l'image est fidèlement restituée, alors la MSE est relativement faible mais, pour l'expert médical, cette image a une qualité diagnostique médiocre [19]

La similarité compare la luminosité, le contraste et la structure entre chaque paire de vecteurs, d'où l'indice de similarité structurale (SSIM) entre deux signaux  $x$  et  $y$  est donné par l'expression suivante [20,21]:

$$SSIM(x,y)=l(x,y)c(c,y)s(x,y) \quad (3.3)$$

$l(x, y)$  : La comparaison de la luminosité.

$c(c, y)$  : La fonction de comparaison de contraste.

$s(x,y)$  : La fonction de comparaison de structure.

Pour l'application, on exige une seule mesure totale de la qualité de toute l'image qui est donnée par la formule suivante:

$$MSSIM(I, \hat{I}) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M SSIM(I_i, \hat{I}_i) \quad (3.4)$$

Où  $I$  et  $\hat{I}$  sont respectivement les images de référence et dégradée,  $I_i$  et  $\hat{I}_i$  sont les contenus des images à la  $i^{\text{ème}}$  fenêtre locale

### 3.4. Codeur SPHIT [23] :

L'algorithme SPIHT (Set Partitioning In Hierarchical Tree), proposé par Saïd et Pearlman en 1996 est une amélioration du schéma de codage EZW. Utiliser pour la

compression avec et sans perte Il a été étendu aux images 3D pour la vidéo et pour la compression d'images volumiques

L'algorithme est cependant plus sophistiqué : contrairement à l'algorithme EZW qui n'utilise qu'un seul ensemble décrivant la signifiante des coefficients, le SPIHT utilise trois listes, de coefficients signifiants (LSP), de coefficients insignifiants (LIP) et d'ensembles insignifiants (LIS). Les entrées de chacune des listes sont les coordonnées (i,j) dans la matrice image, qui représentent des pixels individuels dans le cas des listes LIP et LSP et l'ensemble de descendants D(i,j) ou L(i,j) dans le cas de la liste LIS

Pour préciser la relation entre la comparaison des amplitudes à un seuil  $n$  et le message en bits envoyé, on utilise la fonction :

$$S_n(\Gamma) = \begin{cases} 1 & \text{si } \max_{(i,j) \in \Gamma} \{ \|c_{i,j}\| \} \geq 2^n \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (3.4)$$

Avec  $c_{i,j}$  qui représente le coefficient de coordonnées (i, j) et  $S_n(\Gamma)$  indique la signifiante de l'ensemble de coordonnées  $\Gamma$ .

### 3.5. Résultats de compression par la transformée en paquet ondelette :

#### 3.5.1. Mesures de performance avec les Famille d'ondelette :

Afin d'illustrer l'efficacité de l'algorithme proposé nous avons étendu notre étude sur une image médicale radiologique de taille 512x512 (niveau de gris) codée sur 8bpp. Les résultats de simulation obtenus après l'application des différents types de familles d'ondelette (familles daubichies, symlet,coiflet et Biorthogonales) couplé avec le codeur SPIHT avec un débit varié de 0.5 à 0.75 bpp sont représentés dans les tableaux ci-dessous. On remarque qu'avec ce débit la reconstruction de l'image devient presque parfaite.

### 3.5.2. Compression d'images médicale par TPOD couplée avec SPIHT :



Image médicale

#### a) Famille Daubechies :

Nous avons testé plusieurs type d'ondelette daubechies , ou nous allons présenter les bons résultats en fonction de la mesure du PSNR et MSSIM . Les résultats obtenus concernant les ondelettes de « Famille Daubechies » , avec un bit-rate de 0.5 et 0.5 bpp, sont donné par le tableau suivant :

| Famille ondelette | paramètre | 0.5          | 0.75         |
|-------------------|-----------|--------------|--------------|
|                   | Rc        |              |              |
| Db1               | PSNR      | 30.31        | 30.39        |
|                   | MSSIM     | 0.595        | 0.594        |
| Db2               | PSNR      | <b>33.26</b> | <b>32.96</b> |
|                   | MSSIM     | <b>0.658</b> | <b>0.628</b> |
| Db3               | PSNR      | 32.16        | 32.04        |
|                   | MSSIM     | 0.588        | 0.612        |

**Tableau 1 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante**

**« Famille Daubechies »**

### b) Famille Bi-orthogonales :

Le tableau suivant présente les résultats de notre algorithme en fonction des paramètres d'évaluation utilisant les ondelettes Bi orthogonales, pour les Débit binaire de 0.5 et 0.75bpp.

| Famille TPOD | paramètre | <b>0.5</b> | <b>0.75</b> |
|--------------|-----------|------------|-------------|
|              | Rc        |            |             |
| Bior4.4      | PSNR      | 32.56      | 32.54       |
|              | MSSIM     | 0.644      | 0.637       |
| Bior6.8      | PSNR      | 32.10      | 32.09       |
|              | MSSIM     | 0.625      | 0.620       |
| Bior2.2      | PSNR      | 32.03      | 31.79       |
|              | MSSIM     | 0.580      | 0.518       |

***Tableau 2 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante  
« Famille Bi-orthogonales »***

### c) Famille Coiflets :

Le tableau suivant présente les résultats d'algorithme en fonction des paramètres d'évaluation utilisant les ondelettes COIFLETS, pour les Débit binaire de 0.5 et 0.75bpp.

| Famille TPOD | paramètre | <b>0.5</b> | <b>0.75</b> |
|--------------|-----------|------------|-------------|
|              | Rc        |            |             |
| Coif1        | PSNR      | 32.46      | 32.55       |
|              | MSSIM     | 0.644      | 0.643       |
| Coif2        | PSNR      | 28.13      | 28.13       |
|              | MSSIM     | 0.551      | 0.549       |
| Coif3        | PSNR      | 29.82      | 29.63       |
|              | MSSIM     | 0.411      | 0.394       |

**Tableau 3 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante**  
**« Famille Coiflets »**

#### d) Famille Symelets :

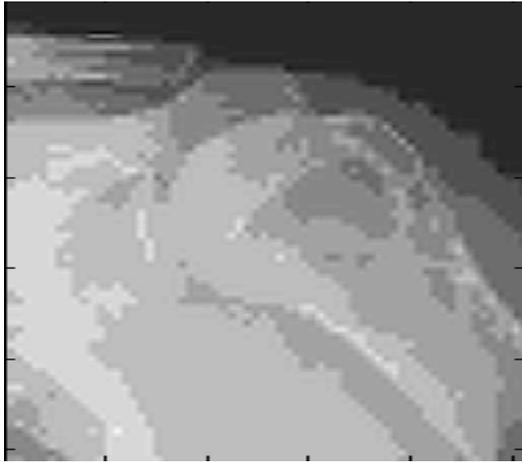
Le tableau suivant présent les résultats de notre algorithme en fonction des paramètres d'évaluation utilisent les ondelettes SYMLETs, pour les Débit binaire de 0.5 et 0.75bpp.

| Famille TPOD | paramètre | 0.5          | 0.75         |
|--------------|-----------|--------------|--------------|
|              | Rc        |              |              |
| Sym1         | PSNR      | 31.63        | 32.42        |
|              | MSSIM     | 0.394        | 0.555        |
| Sym2         | PSNR      | <b>32.60</b> | <b>32.33</b> |
|              | MSSIM     | <b>0.605</b> | <b>0.575</b> |
| Sym3         | PSNR      | 31.32        | 31.46        |
|              | MSSIM     | 0.595        | 0.447        |

**Tableau 4 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante**  
**« Famille Symelets »**

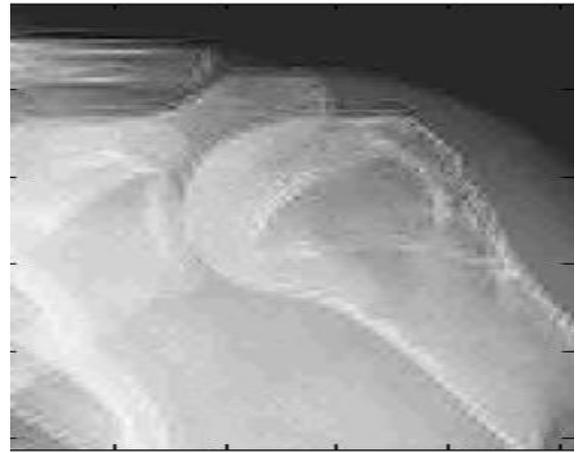
#### 3.5.3. Comparaisons des résultats :

En comparant PSNR, et MSSIM et les ondelettes triées pour chaque famille, nous pouvons aisément remarquer que les ondelettes avec des moments forts correspondent au meilleur choix pour l'analyse et la compression d'images médicales. Nous avons conclu d'après les résultats présentés que les meilleures ondelettes est (sym9 et coif1 et bior4.4) par un niveau de décomposition de 4 (niveau = 4) et un débit binaire égale à 0,5 bpp.. Pour voir la qualité de l'image compressé, nous allons présenter les résultats de la compression de l'image médicale de test pour différentes variation de débit binaire, varié de 0.25 à 1 bpp.



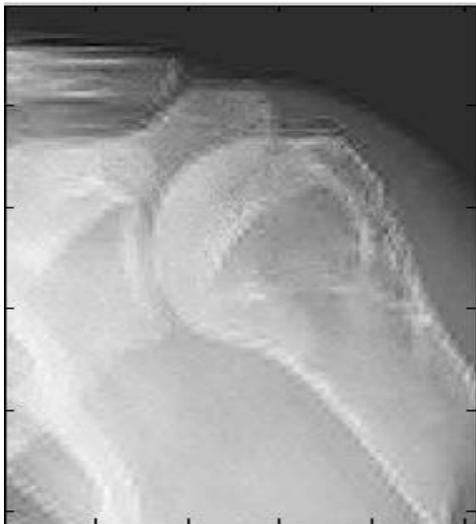
$R_c = 0.25\text{bpp}$  PSNR=31,36db

MSSIM=0,589



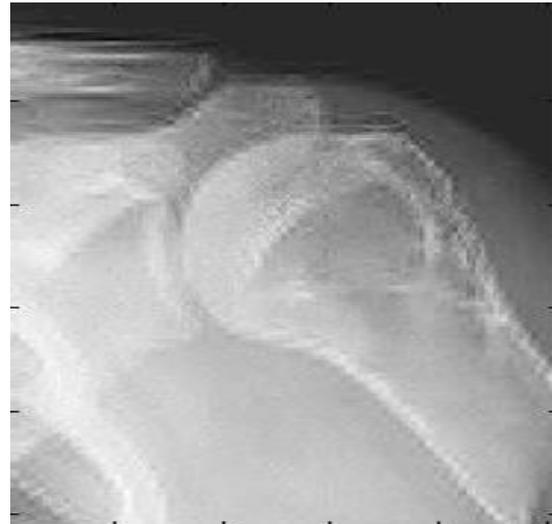
$R_c = 0.5\text{bpp}$  PSNR=32,56 db

MSSIM=0,644



$R_c = 0.75\text{bpp}$  PSNR=32,54 db

MSSIM=0,637



$R_c = 1\text{bpp}$  PSNR=32,47 db

MSSIM=0,626

**Figure 15 : Compression d'image médicale par avec l'ondelettes bior4.4 couplée avec le SPIHT pour différents bit rate**

### 3.5.4. Compression d'images naturelle par TPOD couplée avec SPIHT :

Nous allons appliquer la transformée en Paquets d'ondelettes couplée avec le codeur progressif (SPIHT) à la compression avec une décomposition  $N=4$ . Pour cela, nous avons choisi l'image naturelle « bateau » de taille 512x512 codée sur 8bpp. Les résultats de simulation de l'algorithme proposé pour l'ondelette Bior4.4 pour un débit binaire varie de 0.25 à 1 sont illustrés par la suite :



Image bateau



$R_c = 0.25\text{bpp}$  PSNR=27,88db

MSSIM=0,717



$R_c = 0.1\text{bpp}$  PSNR=29,94 db

MSSIM=0,692



Rc =0.75bpp PSNR=30,10db

MSSIM=0,713



Rc =1 bpp PSNR= 30.04db

MSSIM=0,709

**Figure 16 : Compression d'image bateau avec types d'ondelettes bior4.4 couplée avec le SPIHT**

Afin de mieux confronter nos résultats, nous avons fait une études comparatif sur les différents types d'ondelette couplé avec le codeur SPIHT « DB2 (TPOD) +SPIHT ; Bior4.4 (TPOD) +SPIHT , Coif1 (TPOD) +SPIHT et Sym9 (TPOD) +SPIHT . Pour ce but nous calculons les paramètres d'évaluation PSNR et MSSIM pour des débits binaires 0.5et 0.75bpp. Les résultats obtenus sont donnés par le tableau suivant.

**Tableau 5 Variation du PSNR et MSSIM pour différentes ondelettes analysante**

| paramètre | Db2   |       | Bior4.4 |       | Coif1 |       | Sym1  |       |
|-----------|-------|-------|---------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Rc        | 0.5   | 0.75  | 0.5     | 0.75  | 0.5   | 0.75  | 0.5   | 0.75  |
| PSNR      | 33.26 | 32.96 | 32.56   | 32.54 | 32.56 | 32.55 | 32.60 | 32.33 |
| MSSIM     | 0.658 | 0.628 | 0.644   | 0.637 | 0.644 | 0.643 | 0.605 | 0.575 |

Notez que la valeur PSNR typique d'une image reconstruite de haute qualité dépasse 30 dB. Comme il est indiqué dans le tableau, on distingue qu'à partir un débit binaire de Rc=0.5bpp on obtient des valeurs convenables de PSNR, MSSIM et ces dernières sont exhibées dans les Figures 23 et 24.

Sur cela nous pouvons dire que l'algorithme proposé est mieux adapté à la compression d'images médicales, et cela est prouvé par les valeurs important des paramètres d'évaluation PSNR, MSSIM qui signifient une bonne qualité de l'imagé après reconstruction utilisons l'ondelette Bi orthogonale 'BIOR4.4'.

Cette étude a été généralisée sur un ensemble d'images naturelle et médicale. Le tableau suivant présente les résultats obtenus après l'application de notre algorithme avec les quatres meilleurs ondelettes (db2,sym 1,coif 1 et bior4.4 ) pour des débit de 0.5 et de 0.75 bpp.



Poumon

Léna

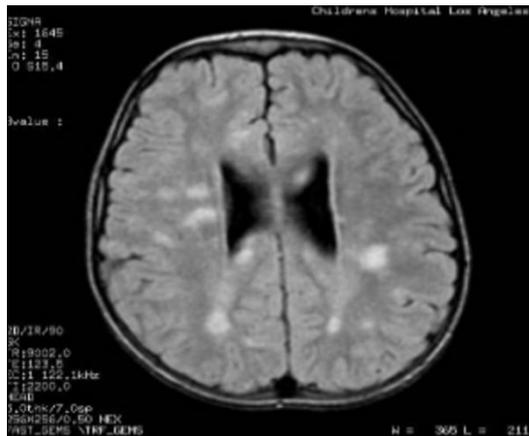
bateau



Image médicale 2



Image médicale 3

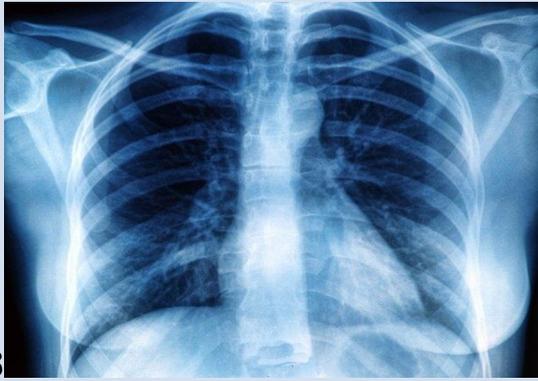
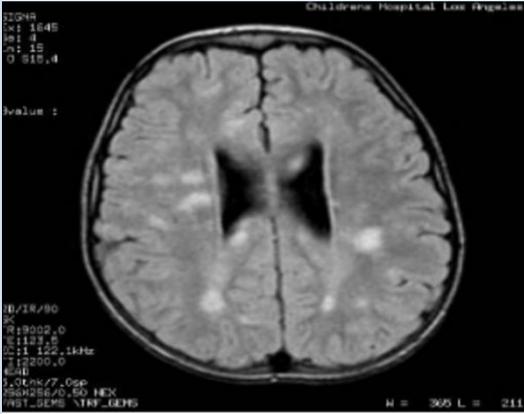


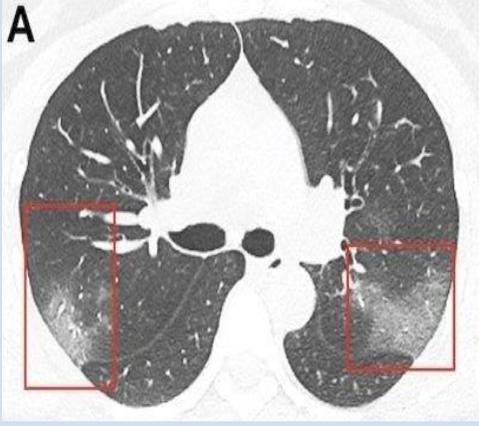
**Image médicale 4**



**Image médicale 5 (Covid 19 « poumon »)**

| Les images  | Famille<br>TPOD | Paramètre<br>Rc | 0.5          | 1            |
|---|-----------------|-----------------|--------------|--------------|
| <p>poumon</p>    | Db2             | PSNR            | 30.51        | 30.68        |
|   | Db2             | MSSIM           | 0.374        | 0.414        |
|   | Bior4.4         | PSNR            | <b>31.10</b> | 30.45        |
|   | Bior4.4         | MSSIM           | 0.442        | 0.277        |
|   | Coif1           | PSNR            | 30.20        | 30.72        |
|   | Coif1           | MSSIM           | 0.313        | 0.343        |
|   | Sym1            | PSNR            | 29.37        | 30.65        |
|   | Sym1            | MSSIM           | 0.234        | 0.324        |
| <p>Léna</p>     | Db2             | PSNR            | <b>30.11</b> | <b>30.57</b> |
|   | Db2             | MSSIM           | 0.479        | 0.421        |
|   | Bior4.4         | PSNR            | <b>31.77</b> | 28.78        |
|   | Bior4.4         | MSSIM           | 0.617        | 0.217        |
|   | Coif1           | PSNR            | 31.72        | 29.01        |
|   | Coif1           | MSSIM           | 0.623        | 0.298        |
|   | Sym1            | PSNR            | <b>32.46</b> | 28.73        |
|   | Sym1            | MSSIM           | 0.599        | 0.250        |
| <p>bateau</p>  | Db2             | PSNR            | 29.56        | 30.06        |
|   | Db2             | MSSIM           | 0.140        | 0.243        |
|   | Bior4.4         | PSNR            | <b>33.31</b> | <b>33.06</b> |
|   | Bior4.4         | MSSIM           | <b>0.690</b> | <b>0.633</b> |
|   | Coif1           | PSNR            | <b>32.92</b> | <b>33.11</b> |
|   | Coif1           | MSSIM           | 0.668        | 0.665        |
|   | Sym1            | PSNR            | <b>33.67</b> | <b>32.34</b> |
|   | Sym1            | MSSIM           | <b>0.697</b> | 0.586        |

|   |         |       |       |       |
|---|---------|-------|-------|-------|
| <p>Image médicale</p>  <p>2</p>  | Db2     | PSNR  | 33.70 | 36.36 |
|   | Db2     | MSSIM | 0.552 | 0.688 |
|   | Bior4.4 | PSNR  | 36.56 | 36.25 |
|   | Bior4.4 | MSSIM | 0.730 | 0.717 |
|   | Coif1   | PSNR  | 36.17 | 35.73 |
|   | Coif1   | MSSIM | 0.688 | 0.622 |
|   | Sym1    | PSNR  | 36.63 | 35.97 |
|   | Sym1    | MSSIM | 0.737 | 0.716 |
| <p>Image médicale</p>  <p>3</p> | Db2     | PSNR  | 28.18 | 28.46 |
|   | Db2     | MSSIM | 0.219 | 0.205 |
|   | Bior4.4 | PSNR  | 31.53 | 32.97 |
|   | Bior4.4 | MSSIM | 0.602 | 0.701 |
|   | Coif1   | PSNR  | 31.55 | 30.58 |
|   | Coif1   | MSSIM | 0.603 | 0.447 |
|   | Sym1    | PSNR  | 30.16 | 30.10 |
|   | Sym1    | MSSIM | 0.522 | 0.498 |
| <p>Image médicale 4</p>        | Db2     | PSNR  | 31.31 | 32.63 |
|   | Db2     | MSSIM | 0.409 | 0.593 |
|   | Bior4.4 | PSNR  | 32.43 | 32.66 |
|   | Bior4.4 | MSSIM | 0.581 | 0.569 |
|   | Coif1   | PSNR  | 30.31 | 33.36 |
|   | Coif1   | MSSIM | 0.310 | 0.669 |
|   | Sym1    | PSNR  | 31.32 | 30.04 |
|   | Sym1    | MSSIM | 0.510 | 0.256 |
| <p>Image médicale 5</p>   | Db2     | PSNR  | 30.60 | 31.97 |
|   | Db2     | MSSIM | 0.400 | 0.058 |
|   | Bior4.4 | PSNR  | 29.06 | 30.22 |

|   |         |       |       |       |
|---|---------|-------|-------|-------|
|  | Bior4.4 | MSSIM | 0.236 | 0.348 |
|   | Coif1   | PSNR  | 29.79 | 29.60 |
|   | Coif1   | MSSIM | 0.202 | 0.170 |
|   | Sym1    | PSNR  | 30.53 | 30.40 |
|   | Sym1    | MSSIM | 0.159 | 0.307 |

***Tableau 6 Variations du MSSIM PSNR pour différentes ondelettes analysant***

### 3.6. Transmission d'image compressée :

Nous proposons d'étudier une combinaison de codage source (codeur SIPHT) combiné au système MC-CDMA pour la transmission des images naturelles et médicales. Les performances du modèle retenu sont évaluées objectivement avec différents paramètres (PSNR, MSSIM, SNR et BER) dans un canal Gaussien.

#### 3.6.1. Etude du système TOD-SPIHT-MC-CDMA dans le canal AWGN :

Dans cette étude, nous mesurons les performances de notre système de communication TPOD-SPIHT-MC-CDMA sur les trois images suivantes :



Lena (256×256)

drapeau Algérie (512×512)

IRM (128×128)

Le tableau suivant présente les différents paramètres de simulation du système TOD-SPIHT-MC-CDMA pour les images 128×128 où 256×256. Ou 512×512.

| Paramètres de Simulations         | Valeurs   |
|-----------------------------------|---|
| Nombre $L_c$ du code              | 32  |
| Nombre des sous-porteuses $N_p$   | 32  |
| Code d'étalement                  | Code orthogonaux de Walsh   |
| Code Walsh, Image Lena            | 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -<br>1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 |
| Code Walsh, Image drapeau Algérie | 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1  |
| drapeau Algérie IRM               | 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -<br>1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1    |
| Modulation                        | BPSK  |

***Tableau 14 Paramètres de simulation du modèle TOD-SPIHT-MC-CDMA, canal Gaussien***

### 3.4.3. Evaluation des performances du système TPOD-SPIHT-MC-CDMA:

#### Cas Mono-Utilisateur :

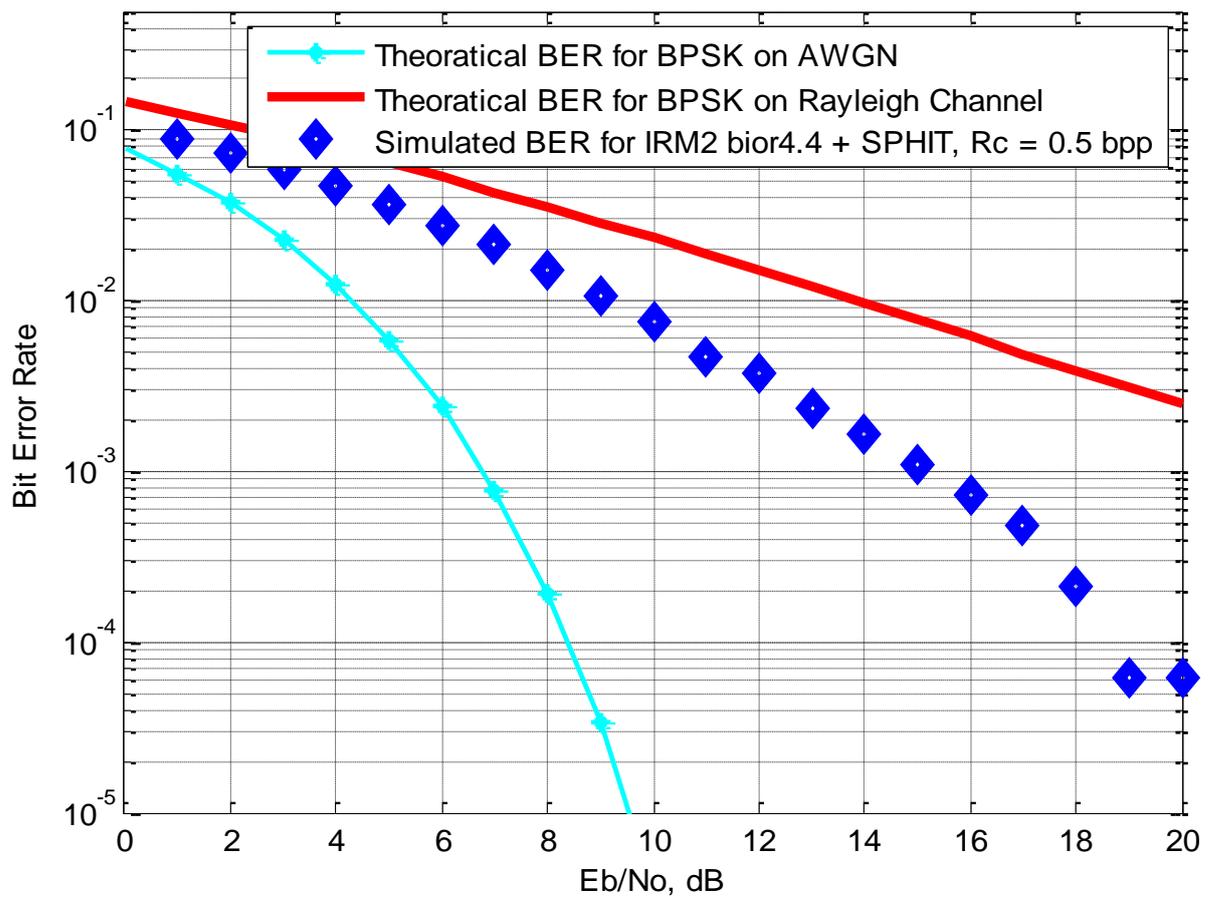
Afin d'évaluer les performances du système TPOD-SPIHT-MC-CDMA proposé, nous ne transmettons qu'une trame à la fois. La figure montre les performances du système en termes de SNR et BER et  $R_c$  de différentes images :

Après diverses simulation, ou nous avons utilisé dans la chaine de la compression une ondelette bi orthogonale Bior 4.4 sur les images médicale et l'ondelette sym1 pour les images naturelle, avec un bit-rate de 0.5bpp (TC=96.88%), nous constatons d'avoir une meilleurs qualité d'images avec un BER supérieur à un BER de la théorie de canal gaussien, avec de bons paramètres d'évaluations.

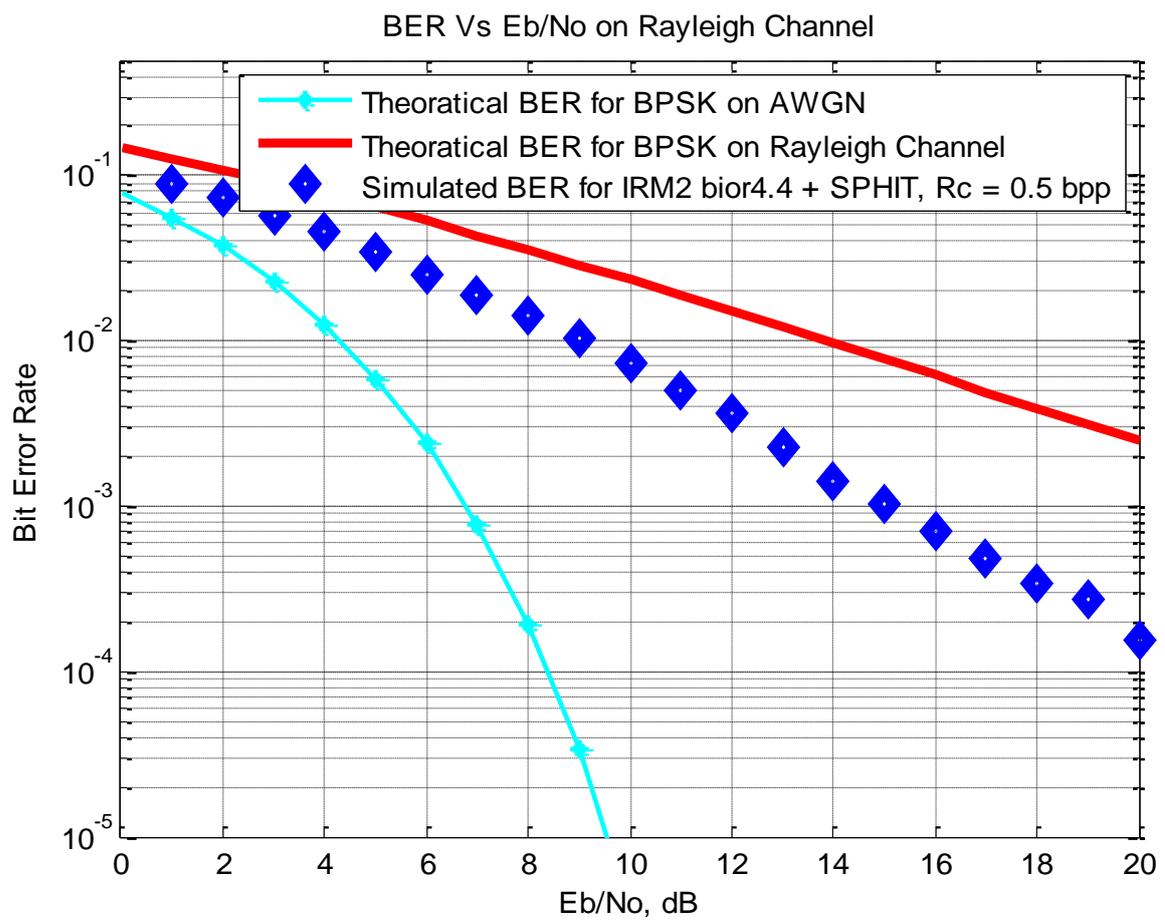


**Image médicale 'IRM2'**

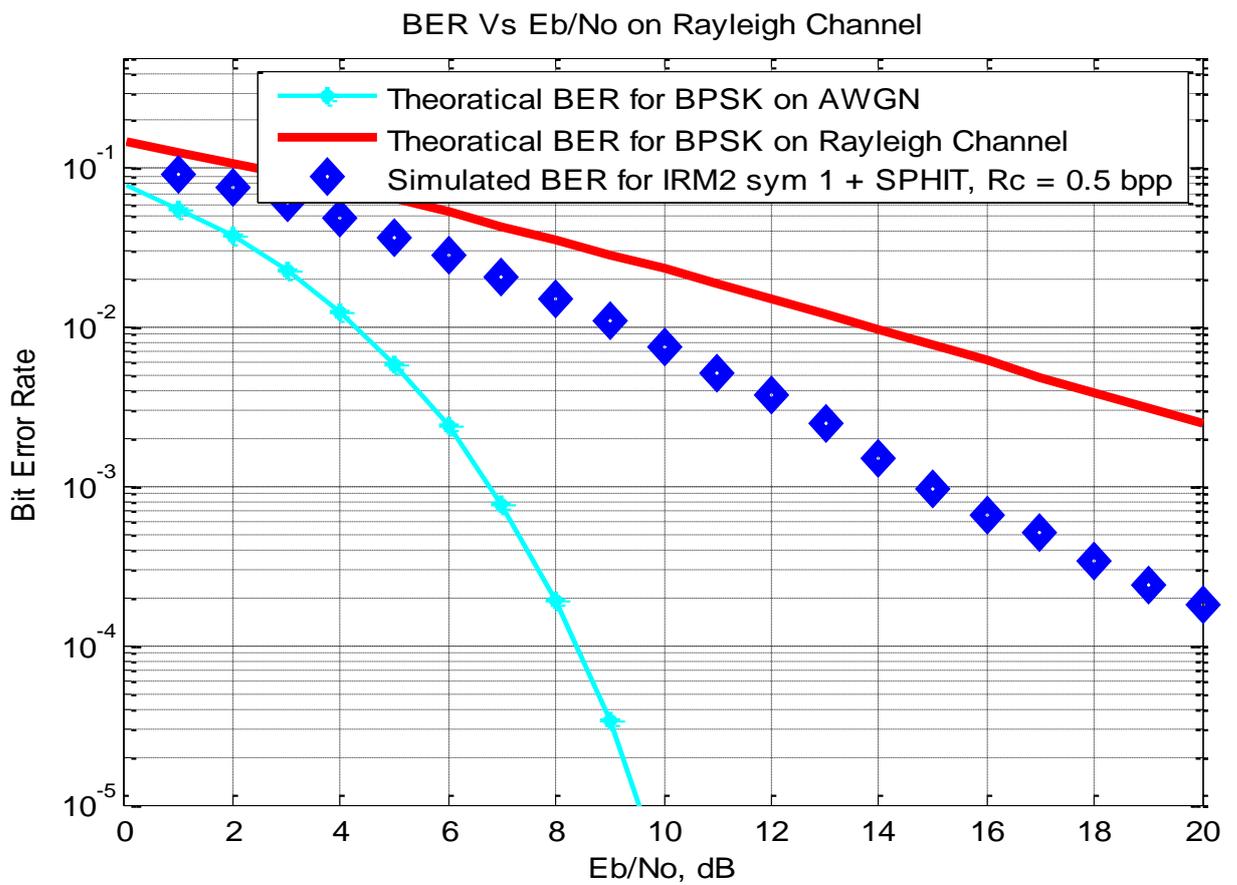
BER Vs Eb/No on Rayleigh Channel



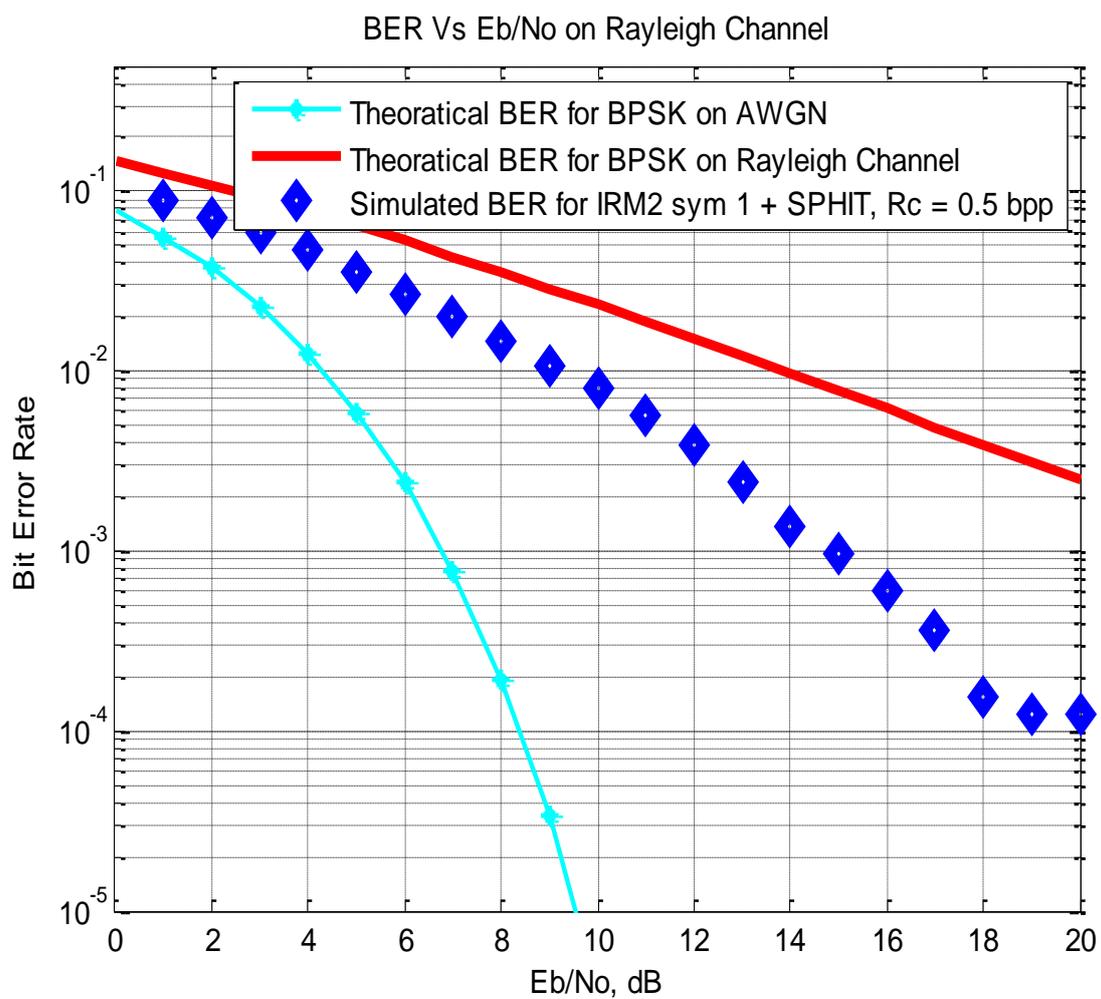
**Figure 17 BER vs SNR dans le canal Rayleigh pour image médicale 'IRM2' avec PSNR=34.62 et MSSIM=0.665**



**Figure 18 BER vs SNR dans le canal Rayleigh pour image poumon avec PSNR=31.10 et MSSIM=0.442**



**Figure 19** BER vs SNR pour image Léna dans le canal AWGN avec PSNR=32.46 et MSSIM=0.599 (sym1)



**Figure 20 BER vs SNR dans le canal Rayleigh pour image bateau avec PSNR=32.46 et MSSIM=0.599 (sym1)**

### 3.5. Conclusion :

Le chapitre 3 présente la chaîne de communication TPOD-SPIHT-MC-CDMA utilisée pour transmettre des données multimédias (images naturelles et médicales) sur la liaison descendante. Tout d'abord, selon la littérature, nous avons choisi l'encodeur SPIHT pour la compression d'images. Utilisez ensuite le compresseur SPIHT pour mettre en œuvre et tester un grand nombre d'ondelettes orthogonales et biorthogonales afin de sélectionner l'ondelette la plus adaptée à utiliser avec ces dernières. Ensuite, nous avons présenté la structure du système TPOD-SPIHT-MC-CDMA est utilisé pour transmettre des images. Ce dernier a toujours fait l'objet d'une évaluation de ses performances en termes de BER et de SNR. Afin de tester l'efficacité et la robustesse de la chaîne de communication TPOD-SPIHT-MC-CDMA proposée, nous transmettons des images naturelles et médicales à différents  $R_c$  et SNR. L'image reconstruite après transmission est évaluée objectivement et comparée à l'image compressée (avant transmission) en termes de MSSIM et PSNR

Selon les données de Variations du MSSIM et PSNR pour différentes ondelettes analysant, nous obtenons une bonne qualité avec  $R_c \geq 0.5\text{bpp}$  ( $TC=96.88\%$ ) et une mauvaise qualité  $R_c=0.25\text{bpp}$  ou  $R_c=0.125\text{bpp}$ . Notons que les mesures de variation de distorsion PSNR augmente après la transmission MC-CDMA dont nous remarquons de bonne qualité d'image transmise à bas SNR. (Pour les images naturelle SNR = 22db et pour les images médicale, SNR = 16db), avec un temps de calcul réduit qui ne dépassent pas les 16 secondes.

Tous les résultats de simulation montrent que notre système TOD-SPIHT-MC-CDMA est très efficace en termes de BER et SNR (transmission d'image sous faible rapport signal/bruit)

## *Conclusion générale*

Ces dernières années, les systèmes de communication par radiofréquence ont véritablement envahi notre quotidien. Presque tout le monde possède au moins un téléphone mobile, notamment un Smartphone, qui peut communiquer via les réseaux téléphoniques, les points d'accès Wifi, Bluetooth, etc. Par conséquent, une grande quantité de données multimédias a été développée.

Avec le développement de l'outil informatique, on effectue des échanges de volumes importants d'informations, or la gestion d'une telle masse pose des problèmes de stockage et de transfert. Pour cela, des études ont été menées afin de mettre en évidence des algorithmes de compression et de décompression de données. Leur but est de changer le format des informations de telle sorte qu'elles occupent moins de volume. Une fois compressées, les données ne sont plus accessibles en tant que données cohérentes; pour les récupérer il suffit de les décompresser.

L'imagerie médicale permet une investigation de plus en plus fine des organes humains. La contrepartie réside dans une masse de données générée chaque jour dans un service de radiologie considérable. La nécessité de compresser les images apparaît donc aujourd'hui incontournable pour remplir les fonctionnalités d'archivage et de transmission rapide. Dans ce manuscrit, nous avons exposé le fait que la compression dite "sans perte" ne permettait pas une réduction significative du volume de ces données. Nous avons investigué la compression "avec pertes" maîtrisées, à savoir les méthodes de compression qui reposent sur la transformée en paquet d'ondelettes. Ces méthodes offrent la possibilité d'augmenter considérablement les taux de compression à qualité image équivalente.

Nous avons introduit tout d'abord une adaptation et amélioration de l'algorithme SPIHT à la transformée en paquet d'ondelette afin de réduire les limites des ondelettes classiques à banc de filtre. Notre but apparaît particulièrement intéressant de réduire les débits pour lesquels la qualité de l'image reste acceptable. Nous avons testé l'algorithme proposé sur des images naturelles et médicales dont, nous avons utilisé plusieurs types d'ondelettes combiné avec le codeur SPIHT. Nous

avons introduit deux paramètres d'évaluation (PSNR, et MSSIM) afin de juger la qualité de l'image reconstruite compresser et transmise via un système MC-CDMA. Selon les investigations que nous avons fait jusqu'à présent concernant la transmission MC CDMA des images compressé il s'est avéré parfois une bonne réussite et d'autre fois décevant, elle change selon l'état des familles d'ondelettes, le niveau de la décomposition, ainsi la mesure de performance MSSIM et PSNR que nous avons fait.

Cette expérience fonctionne bien et nous obtenons des résultats satisfaisants lorsqu'elle est appliquée dans les familles d'ondelettes bior4.4 et sym1 ou nous avons obtenus des images claires, et de bonnes qualités.

Par contre les images médicales on remarque une augmentation des résultats et La situation ai on trouve des meilleur statistiques quand le  $R_c=0.5\text{bpp}$  ( $TC=96.88\%$ ) et la qualité de l'image abaisse lorsque  $R_c.<0.5\text{bpp}$

Nous constatons que la taille de l'image joue un rôle très important dans la mesure de la qualité de la transmission d'où l'image de taille  $128 \times 128$  et  $256 \times 256$ , nous donne une qualité bonne ; et pour l'image de taille  $512 \times 512$  nous remarquons une réduction de la qualité en fonction de BER et SNR.

Ce domaine est intéressant avec possibilité de développement mais il y a un manque des mécanismes de modernisation.

## **Perspectives**

Le travail effectué dans cette mémoire peut être étendu dans les cas suivants :

- ✓ Cas du canal de Rayleigh à trajets multiples, le canal de Bran A, B, C, D et E.
- ✓ Adaptation aux images de grandes size dites super résolutions.

Par ailleurs, nous avons vocation à améliorer notre algorithme en lui insérant des fonctionnalités (telles que le codage sans perte, l'amélioration de la qualité par raffinement, ou encore les régions d'intérêt).

Ou d'appliquer d'autre transformée multi échelle dans la chaine de compression tel que la transformée en paquet d'ondelette à base de la structure lifting, la transformée en curvelet, ridgelet, contourlet et Bandelette....etc

Il est souhaitable que cette étude soit exploitée aux images en 3D, la mise en œuvre d'autres algorithmes est plus que nécessaire. D'autre part le traitement d'image en temps réel est envisageable.

## *Références Bibliographiques*

- [1] L. Hanzo et al., « OFDM and MC-CDMA for broadband Multi-user communications, WLANs and broadcasting ». John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [2] Melle. LARBI Nacéra, « Détection multi-utilisateurs dans le contexte de communication mobile : Exploitation de la combinaison OFDM/CDMA » thèse doctorat 2015.
- [3] Y. Nasser, « Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio mobil. » Thèse de Doctorat, université de Grenoble, Octobre 2006.
- [4] A. C. McCormick and E. A. Al-Susa, « “Multicarrier CDMA for future génération mobile communication,” *Electronics & Communication Engineering Journal*, » pp. 52-60, Apr. 2002
- [5] P. Mary, « Etude analytique des performances des systèmes radio mobiles en présence d'évanouissements et d'effet de masque », Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, Février 2008.
- [6] M Benyarou, « Optimisation des systèmes multi-antennes : appliqués aux systèmes MC-CDMA, » Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, 2013.
- [7] S Nobilet, « Étude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes » Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, 2003
- [8] N Larbi, « Détection multi-utilisateurs dans le contexte de communication mobile : Exploitation de la combinaison OFDM/CDMA » Thèse de Doctorat, Université d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.

- [9] C Guillemint, « Etude et intégration numérique d'un système multi-capteurs AMRC de télécommunication basé sur un prototype virtuel utilisant le langage de haut niveau VHDL-AMS » Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2005.
- [10] T Sami, « Réseaux Mobiles. Paris: Editions HERMES » 1997.
- [11] Y Mazen, « Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA » Thèse de Doctorat, Université de Paul Verlaine–Metz, 2009
- [12] G. Proakis John « Digital communications. Third Edition, McGraw-Hill » 1995
- [14] Mr. BENDELHOUM Mohammed Sofiane « Évaluation des performances des images compressées par l'algorithme TOD-SPIHT, et transmises via le système MC-CDMA »thèse doctorat 13/12/ 2018
- [15] Y.T.Chan. Wavelet basics. Kluwer Academic Publisher, 1995.
- [16] :M.Vetterli. Wavelet and filter banks: « Theory and design. IEEE trans.on signal processing », 41(8):2207-2232, 1990.
- [17] M.V.Wickerhauser R.R. Coifman. « Entropy based algorithms for best basis selection. IEEE transaction on Information Theory », 38(2) :713-778, 1992.
- [18] :G. R. Arce and L. Xie. « A blind digital image signature in wavelet compression. In IEEE Trans. Signal Processing, », volume IL, Chicago, Oct. 1998.
- [19] BOUKLI HACENE ISMAIL « Compression d'images médicales par ondelettes de seconde génération » Thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2014.
- [20] Alexandru and et al, « Algorithmes et techniques de compression. »: Editura Orizonturi Politehnice, 2002
- [21] A Saïd and W. A Pearlman, « A new, fast and efficient image codec based on set partitioning in hierarchical trees," IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technologies », vol. 6, no. 3, pp. 243–250, 1996.

# *Annexe*

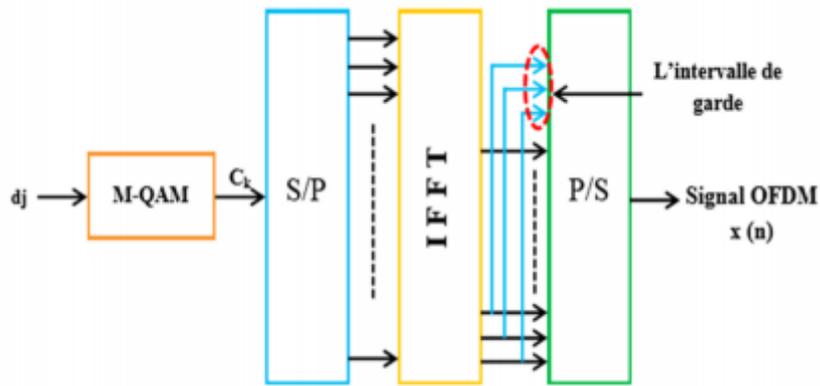
## **1. Technique OFDM [23] :**

### **2.-La modulation OFDM :**

#### **2.1.1-Principe des modulations multi porteuses :**

Les principes de conception de la modulation multiporteuse OFDM sont les suivants : En transmission, le signal de fréquence est transmis à travers un certain nombre de  $N$  exposants La combinaison de différentes fréquences est appelée sous-porteuse. Ainsi, le flux binaire (ou Symbole) au débit  $T_d$  réparti sur chaque ensemble de sous-porteuses de débit réduire. Par rapport au système à porteuse unique, le temps de transmission utile d'un Le signe est multiplié par  $N$ . On obtient un symbole OFDM de durée utile  $T_s = N$ . Autoriser le temps de symbole à être supérieur au délai maximum de l'extension de canal Cela limite l'interférence inter-symboles (IES)

Lors de la réception, effectuez l'opération inverse en utilisant un format adapté à ceux diffusé. Nous utilisons la transformée de Fourier discrète inverse (IFFT) dans la transmission, et Transformée de Fourier discrète (FFT) en réception .



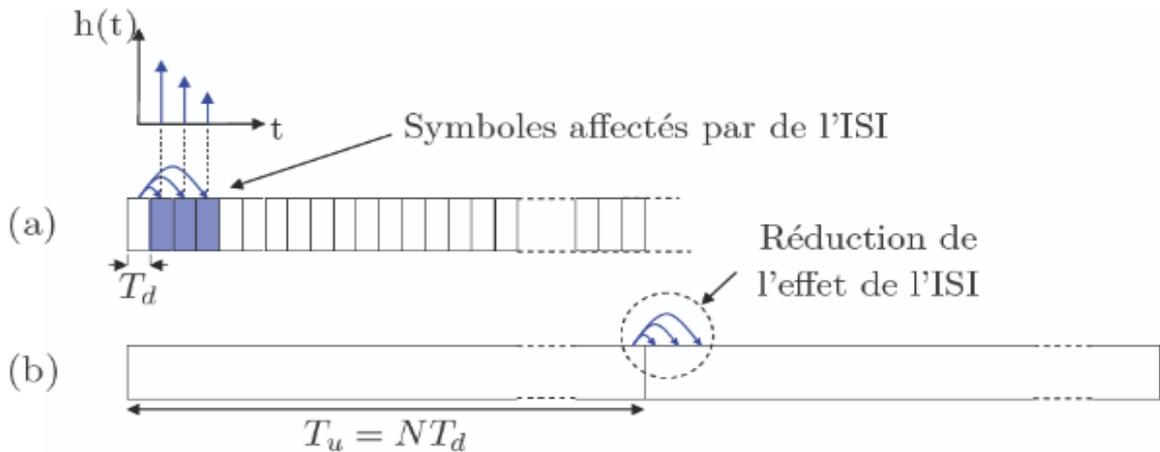
**Figure 1.1 Principe de OFDM (en émission)**

:

## 2.3-Caractéristiques du signal OFDM :

### 2.3.1-Intervalle de garde:

Dans le cas d'une propagation à travers un canal à trajets multiples, de nombreuses répliques de l'onde émise seront reçues avec des amplitudes et des retards différents. Cela peut provoquer des interférences entre les symboles ISI reçus. La technique de modulation traditionnelle qui transmet sur ce type de canal est très sensible à ce type d'interférence, et comme la durée du symbole est très faible par rapport à l'étalement du retard du canal, ceci est particulièrement important (figure. 10 (a)). En d'autres termes, si la durée du symbole utile transmis est supérieure à l'étalement maximal du délai de canal, la fiabilité de la transmission est avantageuse (figure 11(b)). Par conséquent, il est nécessaire de trouver un compromis entre le débit lié à la durée des symboles et la fiabilité de la liaison liée aux interférences ISI. La modulation multiporteuse offre une solution intéressante pour optimiser ce compromis[8-17]..

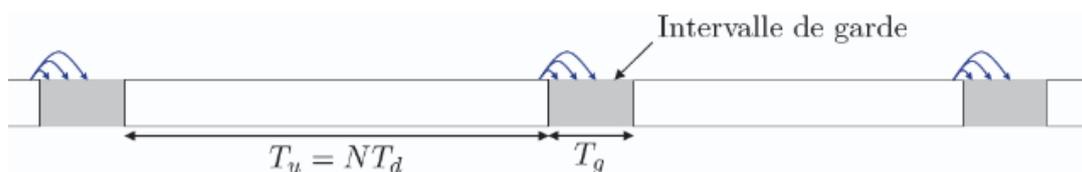


**FIGURE. 1.2: effets du canal à trajets multiples sur des symboles reçus dans le cas (a) mono-porteuse et (b) multi-porteuses**

Avec :

$T_u$  : la durée de la partie utile de chaque symbole OFDM qui n'est pas affectée par l'ISI.

$T_d/1$  : le débit de la modulation monoporteuse initiale.



**FIGURE 1.3 :Effets Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédant chaque symbole OFDM**

Avec :

$T_g$  : la durée de l'intervalle de garde.

$T_s = T_u + T_g$ : la durée de chaque symbole OFDM.

## 2.4 -Interférence entre symboles (ISI) :

Par conséquent, il existe plusieurs mécanismes dans la transmission OFDM pour réduire les erreurs. En raison des trajets multiples, l'intervalle de garde réduit les interférences entre deux symboles OFDM. L'intervalle de garde est le retard

introduit entre deux transmissions de symboles OFDM consécutives pour absorber l'étalement de retard causé par les trajets multiples, et sa durée  $T_g$  doit être supérieure au retard maximal du signal provenant du trajet indirect. L'insertion de ce préfixe est illustrée à la figure 11. La partie utile de la durée  $T_u$  de chaque symbole OFDM ne sera pas affectée par l'ISI.

Après l'insertion de l'intervalle de garde, l'espacement entre les sous-porteuses reste égal à  $\Delta F = 1/T_u$  alors que la durée des symboles OFDM est augmentée à  $T_s = T_u + T_g$  entraînant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être restaurée en réception sous réserve que durant le fenêtrage rectangulaire de durée

$T_u$  sur laquelle est appliquée la FFT, le nombre de périodes de chacun des signaux sinusoïdaux composant le signal OFDM soit entier.

Il existe deux techniques permettant de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses en réception. La première, appelée (préfixe cyclique : CP-OFDM)

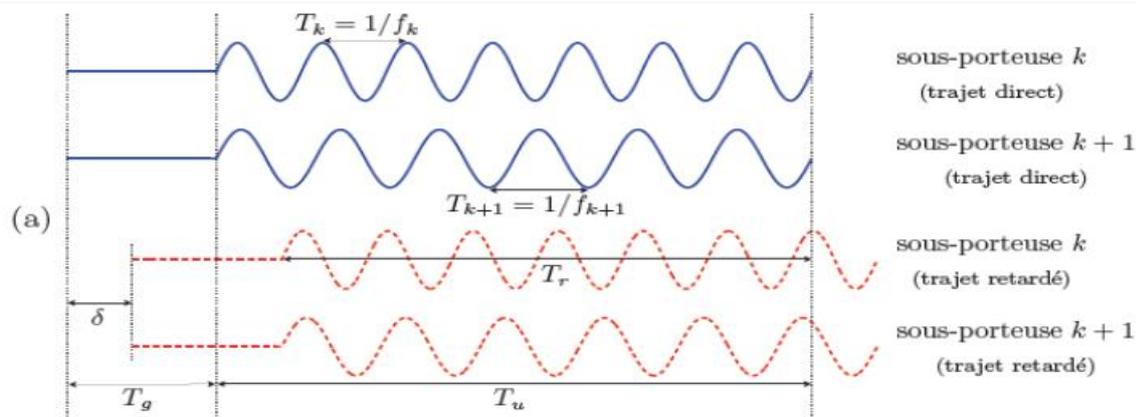
consiste à ajouter de la redondance au signal temporel à émettre, on place dans cet intervalle de garde une copie de la fin du symbole OFDM à transmettre et la seconde, appelée (ZeroPadding : ZP-OFDM) consiste quant à elle à insérer des échantillons de valeur nulle entre les symboles OFDM [8-17].

En pratique, pour la taille de cet intervalle de garde, on choisit une durée du quart de l'ordre d'un symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre réduction d'erreur et perte de débit utile[18-19].

## 2.4 -Interférence entre sous porteuses (ICI) :

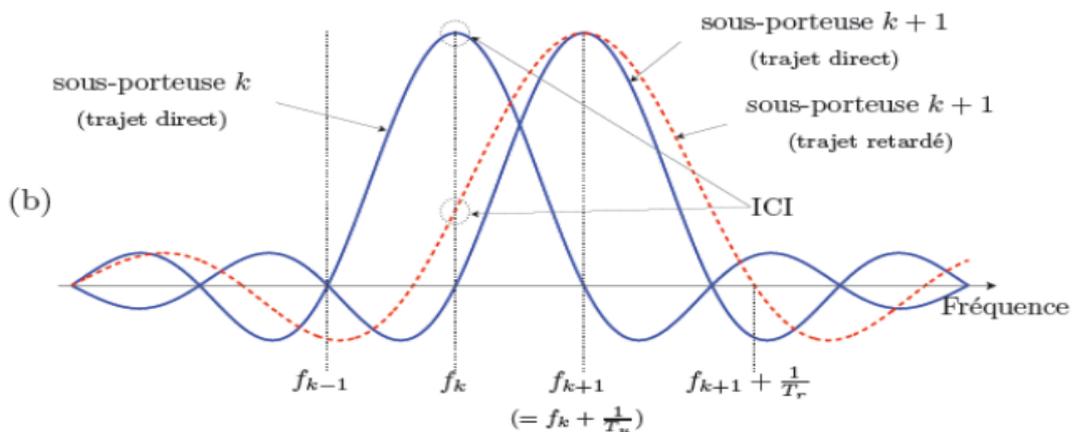
Si le préfixe inséré au début de la trame OFDM est silencieux (pas de signal), des interférences inter-porteuses se produiront. Pour expliquer ce phénomène, raisonner dans le domaine fréquentiel est beaucoup plus facile que raisonner dans le domaine temporel, non Échantillonné. Prenons donc l'exemple d'une transmission OFDM à  $N$  sous-porteuses à travers un canal à deux trajets, dont le retard du trajet indirect est  $\delta$ , inférieur à la longueur du préfixe  $T_g$ . La durée d'une trame OFDM sans son préfixe est, comme précédemment, notée  $T_u$ . Observons sur la figure 12

les chronogrammes de deux "voies" particulières, correspondant aux sous-porteuses de fréquences respectives  $f_k$  et  $f_{k+1}$  [20-21].



**FIGURE 12 : Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines**

**(a) temporel.**



**FIGURE 1.4 : Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines : (a) temporel et (b) fréquentiel dans le cas d'un canal à deux trajets [8, 17]**

## 2.5-Les combinaisons entre la modulation OFDM et l'accès CDMA :

Parmi les techniques combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre, le système MC-CDMA est de loin le plus étudié. Depuis son apparition en

1993, le MC-CDMA a tout d'abord fait l'objet de nombreuses comparaisons avec des systèmes utilisant la technique DS-SS. Ces comparaisons ont largement démontré la supériorité des systèmes MC-CDMA vis-à-vis des systèmes DS-SS. Les techniques MC-CDMA sont basées sur la concaténation de l'étalement de spectre et de la modulation à porteuses multiples OFDM. Le modulateur MC-CDMA étale ou plutôt recopie les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel. Ainsi, pour chaque utilisateur, les répliques de la même donnée sont transmises simultanément sur un jeu de sous-porteuses. L'attribution aux utilisateurs des codes orthogonaux permet quant à elle l'accès multiple, dit « par répartition de code ». Pour garantir après étalement d'orthogonalité entre les sous-porteuses du spectre OFDM, l'espacement entre deux sous-porteuses adjacentes est proportionnel à l'inverse de la durée  $T_c$  d'un chip du code d'étalement, basée sur une modulation OFDM, la modulation MC-CDMA (réciproquement sa démodulation) peut facilement être réalisée à partir d'une IFFT (et d'une FFT)

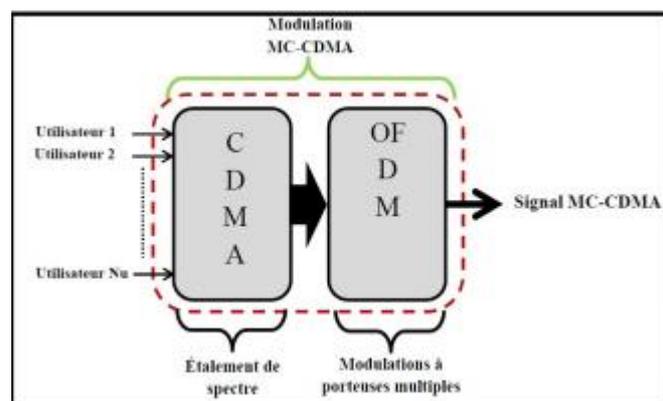


Figure 1.5: Schéma synoptique des modulations MC-CDMA.

## 2. Les codes de Walsh Hadamard :

Le premier critère de sélection de séquence, comme signatures pour le codage dans les systèmes CDMA, est leurs propriétés d'auto et d'intercorrélations :

Définissons, en premier lieu, les fonctions de corrélation et les critères d'orthogonalité. Soient  $x$  et  $y$  deux séquences distinctes, les fonctions d'auto et d'intercorrélations  $AC_x$  et  $CC_{x,y}$ , sont, respectivement, définies par:

$$\begin{cases} ACx(\tau) = \int_0^T x(t)x(t-\tau)dt \\ CC_{x,y}(\tau) = \int_0^T x(t)y(t-\tau)dt \end{cases}$$

Afin d'obtenir une orthogonalité stricte des séquences de, celles-ci doivent vérifier la condition donnée par:

$$\int_0^T x(t)y(t)dt=0$$

Les séquences de Walsh-Hadamard sont parmi les structures orthogonales les plus simples à construire. Une séquence de code est représentée par les lignes de la matrice de Hadamard.

Une fonction de Walsh d'ordre n peut être définie, récursivement, par:

$$w(n) = \begin{bmatrix} w(n/2) & w(n/2) \\ w(n/2) & w'(n/2) \end{bmatrix}$$

W' représentant le complément logique de W et  $W(1)=0$  et  $w(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  Les codes sont donnés par les lignes de la matrice.

$$w(4) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La représentation bipolaire de ces séquences consiste à remplacer simplement les valeurs [0,1] par les valeurs [-1, +1].

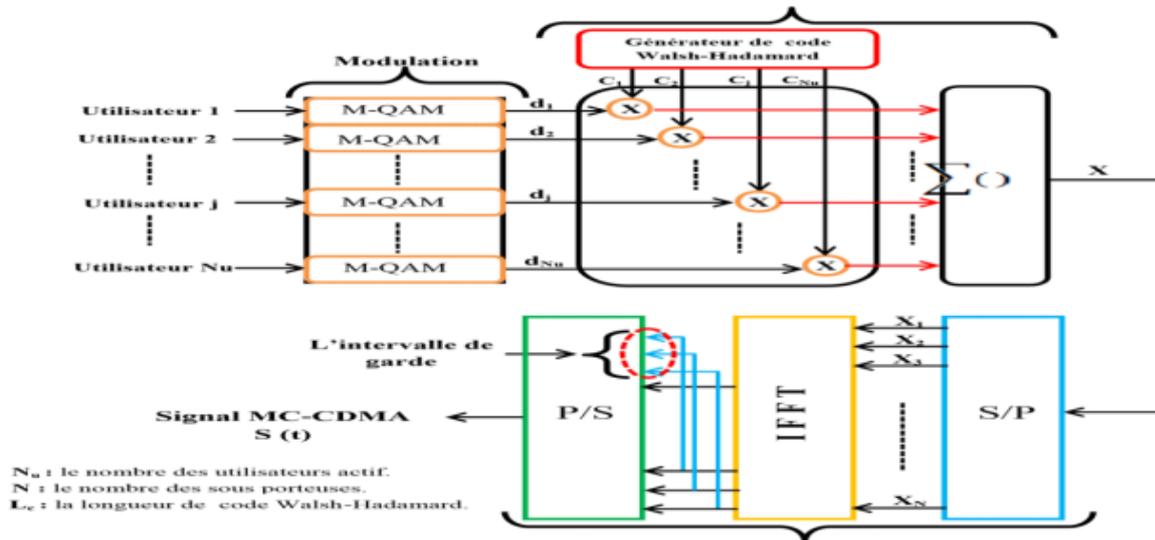
On peut voir que deux rangés quelconques k et m de la matrice :

$$j = 0, \dots, n$$

$$W_j(n) = \{w_{j,k}(n)\}$$

$$W_m(n) = \{w_{j,m}(n)\}$$

Représentent des séquences dont la version bipolaire présente des fonctions d'inter corrélation égales à 0, ce qui est le critère de définition de séquences orthogonales.



**Figure 2.1 Schéma de transmission Multi-utilisateur en MC-CDMA. (codes de Walsh Hadamard)**

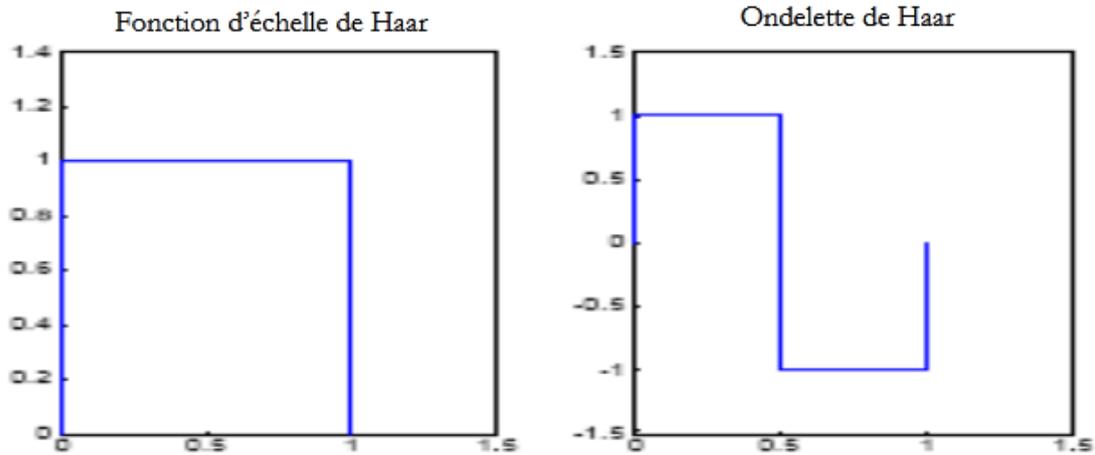
### Exemple d'ondelettes [23]

#### 3.1. Ondelette de Haar :

Un premier exemple d'ondelette est l'ondelette de Haar. La fonction d'échelle dans ce cas est  $\chi_{\phi} = \chi(t)[0,1]$  et l'ondelette correspondante

$$\psi_{haar} = \chi_{[0,1/2]}(t) - \chi_{[1/2, 1]}(t)$$

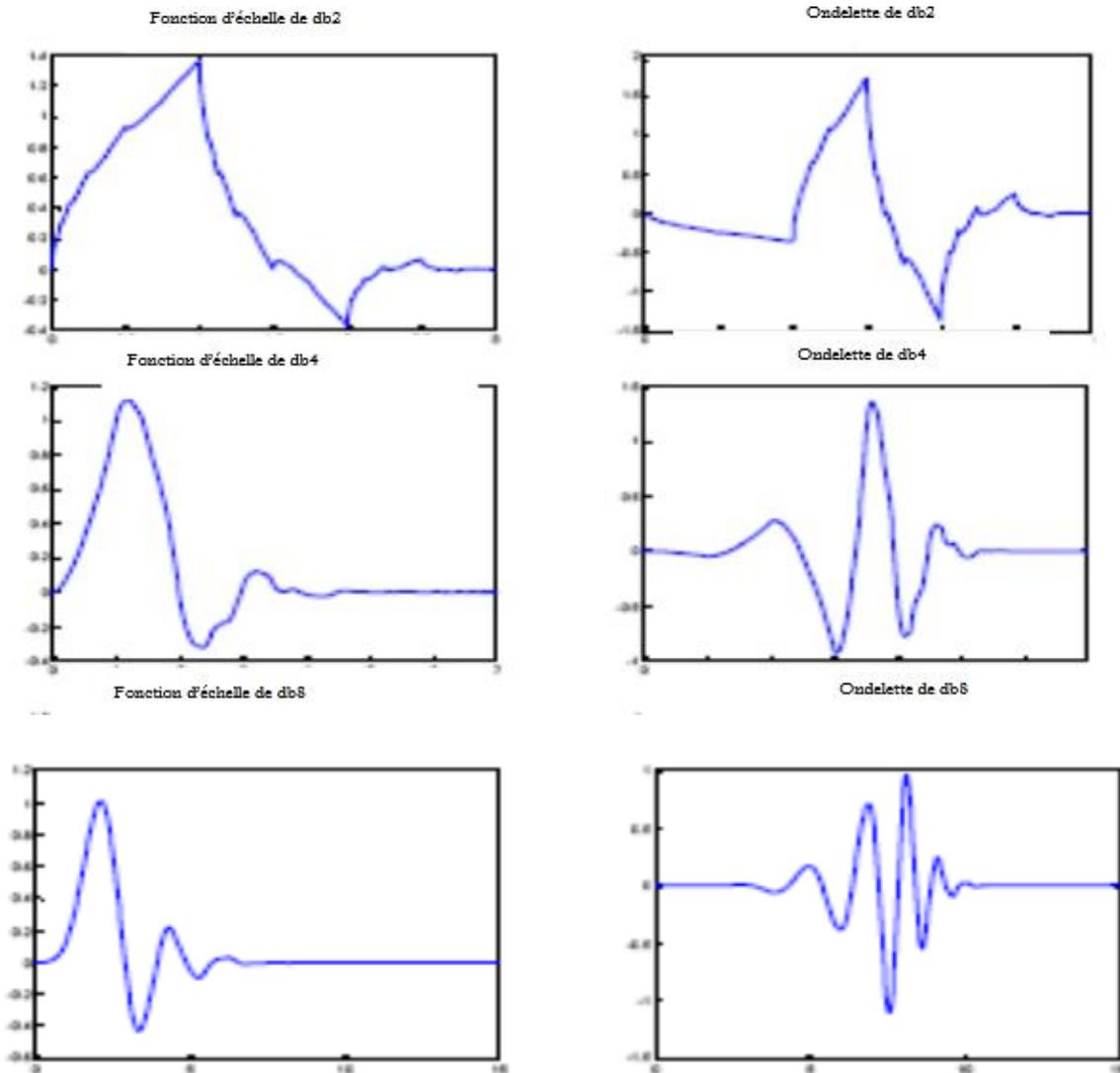
Dans la pratique, l'ondelette de Haar n'est pas beaucoup utilisée en raison de ses discontinuités.



**Figure 3. 1 Fonction d'échelle et ondelette de Haar**

### 3.2. Ondelette de Daubechies :

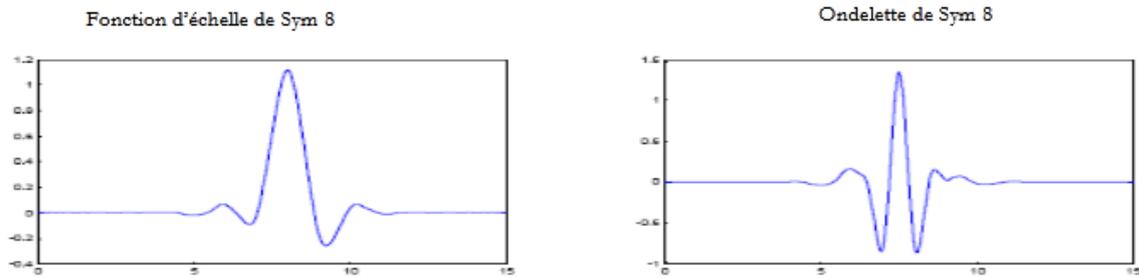
Les ondelettes de Daubechies sont probablement les plus utilisées en ce qui concerne les ondelettes orthogonales. Elles sont à support compact (les filtres H et G ont une réponse impulsionnelle finie donc les filtres  $h_1$  et  $g_1$  sont finis). Ces ondelettes seront notées  $db_N$ , où  $db$  est le symbole donné pour Daubechies, et  $N$  est le nombre de moments nuls de l'ondelette. Les ondelettes de Daubechies sont supportées sur un intervalle de longueur  $2N-1$ . Ces ondelettes présentent l'inconvénient de ne pas être symétriques ou antisymétriques, excepté quand  $N = 1$  ce qui correspond à l'ondelette de Haar. La figure A.5 représente les fonctions d'échelles et ondelettes pour  $N = 2$ ,  $N = 4$ , et  $N = 8$ .



***Figure 3.2— Fonctions d'échelles et ondelettes de Daubechies pour  $N = 2, 4, 8$ [14].***

### 3.3.Symlets :

Pour obtenir une ondelette symétrique ou antisymétrique, le filtre  $h$  doit être symétrique ou antisymétrique par rapport au centre de son support. Les symlets sont des ondelettes de Daubechies construites de telle sorte que la phase de  $\hat{\psi}(w)$  soit la plus linéaire possible. Le support des symlets est  $2N+1$ . La figure , représente la fonction d'échelle et l'ondelette pour  $N = 8$ . Une meilleure symétrie par rapport à l'ondelette de Daubechies ( $N = 8$ ) peut être remarquée.



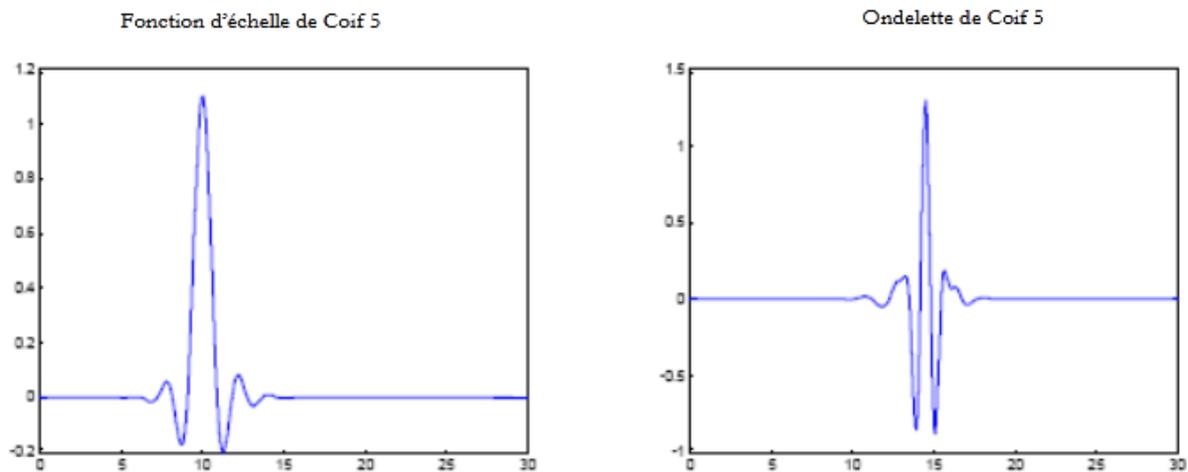
**Figure 3.3— Fonction d'échelle et ondelette Symlets pour N = 8[14].**

### 3.2.Coiflets :

Pour une application en analyse numérique Coifman a demandé à Daubechies de construire une famille d'ondelettes avec N moments nuls et un support de taille minimum, et dont la fonction d'échelle vérifie :

$$\int_0^{\infty} \phi(t) dt = 1 \qquad \int_0^{\infty} t^k \phi(t) dt = 0 \qquad \text{pour} \qquad 1 \leq k \leq N$$

Le résultat est l'ondelette coiflets dont la taille du support est 3N-1 au lieu de 2N-1 pour une ondelette de Daubechies. La figure 3.4, représente la fonction d'échelle et l'ondelette pour N = 5.



**Figure 3.4— Fonction d'échelle et ondelette Coiflets pour N = 5[14].**