



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique

Département d'électronique

Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de mastère en électronique

Thème :

Applications de l'OFDM

Réalisé par :

DAHOUMANE Tahar

Proposé et dirigé par :

Dr. TERRA Zidane

Soutenu le 26 Juin 2012 devant le jury composé de:

Président : Mr M. S. AIT CHEIKH.

Examineur : Mr M. TAGHI.

Promoteur : Mr Z. TERRA.

2011-2012

Ecole Nationale Polytechnique, 10 Av. Hassan Badi, El Harrach, Alger, Algérie.

ملخص :

إن أنظمة الإتصالات اللاسلكية للجيل الثالث والرابع, ذات البعد المتوسط (WiMAX/IEEE 802.16x) و المحلي (WiFi/IEEE 802.11x), و أنظمة البث الإذاعي و التلفزيوني الرقمية (DAB و DVB), تُعدُّ بإرسالات ذات تدفق عال و خدمة ذات نوعية جيدة. إن تقنية ال OFDM (نظام التوزيع متعدّد الحوامل المتعامدة) مستعملة من طرف الأنظمة سالفة الذكر. يهدف عملنا إلى دراسة تطبيقات ال OFDM في أنظمة الإتصالات الأسلكية و أنظمة البث. نختصّ بهذه الدراسة الطبقة المادية لهذه الأنظمة.

الكلمات المفتاحية: OFDM, WiMAX/IEEE 802.16x, WiFi/IEEE 802.11x, DAB, DVB.

Résumé :

Les réseaux de communications sans fil 3 G et 4 G, métropolitains (WiMAX/IEEE 802.16x) et locaux (WiFi/IEEE 802.11x) et les systèmes de radio et télédiffusion numérique (DAB et DVB) promettent des débits de transmission élevés et de bonne qualité de service. La technique de transmission multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est adopté par ces systèmes.

L'objectif de notre thèse est de présenter les différentes applications de l'OFDM dans les systèmes de communications sans fil. Notre étude se concentre sur la couche physique PHY de ces systèmes.

Mots clés : OFDM, WiMAX/IEEE 802.16x, WiFi/IEEE 802.11x, DAB, DVB.

Abstract :

Wireless networks systems, 3G and 4G, metropolitans (WiMAX/IEEE 802.16x) and locals (WiFi/IEEE 802.11x) and the digital radio/video broadcasting (DAB et DVB) promise high data throughput with high service quality. The multi-carriers OFDM technique (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is widely adopted in thus systems.

The main objective of our thesis is a representation of the applications of OFDM in wireless communications systems. We consider, in our project, the PHY physical layer of thus systems.

Keys words: OFDM, WiMAX/IEEE 802.16x, WiFi/IEEE 802.11x, DAB, DVB.

Dédicace

Je dédie ce travail à

Ma mère et mon père ;

Mes sœurs et frères;

Mes Proches Et à tous mes amis

Dieu merci.

Remerciement :

*Je remercie mon promoteur, Monsieur **Z. TERRA** pour son aide, ses conseils et ses remarques pertinentes.*

*Je remercie Monsieur **M. S. AIT CHEIKH** pour avoir accepté de présider le jury.*

*Je remercie, également, Monsieur **M. TAGHI** pour avoir accepté d'examiner mon projet.*

Je tiens à remercier, également, tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Sommaire

Liste des figures.....	I
Liste des tableaux	III
Liste des abréviations	IV
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Principes fondamentaux.	
Introduction.....	2
1.1 Caractéristiques du canal radio	2
1.1.1 Imperfections dans le canal radio mobile	2
1.1.2 Modélisation du canal radio mobile	5
1.1.3 Statistiques d'évanouissement.....	6
1.1.4 Interférences Inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI)	8
1.1.8 Diversité.....	9
Conclusion	10
Chapitre 2 : Principes de base de l'OFDM.	
Introduction	11
2.1 Historique	11
2.2 Transmission multi-porteuses	12
2.2.1 Structure de base de système de transmission multi-porteuse	12
2.2.2 Système de transmission à base de l'OFDM	13
2.3 Principe de base de l'OFDM	16
2.3.1 Modulation et démodulation OFDM	17
2.3.2 Conversion série parallèle	22
2.3.3 Intervalle de garde	23
2.3.4 Synchronisation	24
3.4 Avantages et inconvénients de la technique OFDM.....	24
3.5. Principe de base du COFDM	25
Conclusion	27
Chapitre 3 : Applications de l'OFDM.	
Introduction	28
3.1 Radio diffusion numérique DAB	28
3.1.1 Historique	28
3.1.2 Principe du système DAB.....	29
3.1.3 Vue d'ensemble technique	30
3.1.4 Signal de transmission DAB	32
3.1.5 Modèles DAB et paramètres du système	33
3.2 Télédiffusion numérique DVB.....	35
3.2.1 Principe de système DVB-T.....	36
3.2.3 Ensemble technique de DVB-T	37
3.2.4 Structure de la trame de transmission.....	38
3.2.5 Signal de transmission DVB-T.....	39
3.2.6 Types de sous porteuses dans le standard DVB-T	40
3.3 Réseaux Local sans fil LAN:	41

3.3.1	Technique OFDM pour IEEE 802.11a/g :	43
3.3.2	IEEE 802.11n :	48
3.4	Réseaux métropolitain sans fil MAN :	49
3.4.1	OFDMA et S-OFDMA	50
3.4.2	Couche physique OFDM PHY de WiMAX	51
3.4.3	Spécifications pour Le WiMAX Mobile	54
3.4.4	Structure de la trame	56
3.4.5	WiMAX-II : 802.16m.....	57
	Conclusion	57
	Conclusion générale	58
	ANNEXE.....	59
	Bibliographie	60

Liste des figures

Figure 1.1 : la propagation multi trajets variable dans le temps.

Figure 1.2 : principe de l'effet Doppler.

Figure 1.3 : schéma récapitulatif des différents types d'évanouissement.

Figure 1.4 : la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert, variables dans le temps, du canal

Figure 1.5 : exemple d'absence de visibilité.

Figure 1.6 : exemple de présence de visibilité.

Figure 2.1 : structure et caractéristiques fréquentielles d'un système de transmission multi-canaux.

Figure 2.2 : structure et caractéristiques spectrale d'un système de transmission multi-porteuses.

Figure 2.3 : Modèle d'une communication à bande de base mono-porteuse.

Figure 2.4 : Système de transmission OFDM.

Figure 2.5 : Structure et caractéristiques spectrale d'un système de transmission OFDM.

Figure 2.6 : spectre de 7 sous porteuses.

Figure 2.7 : Exemple d'une constellation 16-QAM avec un codage de GRAY.

Figure 2.8 : Un système de transmission OFDM.

Figure 2.9 : Un système OFDM simplifié.

Figure 2.10 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM.

Figure 2.11 : le concept de multi-porteuse et conversion série-parallèle.

Figure 2.12 : Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse.

Figure 2.13 : description, dans le domaine temps/fréquence, d'un symbole OFDM avec un CP(cyclic prefix)

Figure 2.15 : symbole OFDM avec CP et un CS.

Figure 2.14 : Principe de base d'un système COFDM :

Figure 2.16 : Codage convolutif 1/2.

Figure 2.17 : Vecteur P pour différents taux de codage du code convolutif.

Figure 3.1 : Schéma simplifié d'un système de transmission DAB.

Figure 3.2 : le codage convolutif d'un système DAB.

Figure 3.3 : structure d'une trame DAB.

Figure 3.4 : Bloc émetteur d'un standard DVB-T.

Figure 3.5 : structure de la trame de transmission du standard DVB-T.

Figure 3.6 : répartition des pilotes à l'entrée de bloc IFFT.

Figure 3.7 : Canal IEEE 802.11a.

Figure 3.8 : émetteur-récepteur du standard IEEE 802.11a.

Figure 3.9 : Un symbole OFDM pour 802.11a/g.

Figure 3.10 : trame pour 802.11a/g.

Figure 3.11 : structure du symbole OFDM dans le WiMAX.

Figure 3.12 : structure d'un symbole OFDMA en WiMAX.

Figure 3.13 : schéma bloc simplifié d'un émetteur-récepteur pour WiMAX.

Figure 3.14 : Structure Trame OFDMA.

Liste des tableaux

Tableau 3.1 : nombre de FIBs et CIFs par trame pour chaque mode de transmission.

Tableau 3.2 : paramètres de système DAB pour chaque mode de transmission.

Tableau 3.3 : valeurs numériques des paramètres de l'OFDM pour les modes 2K et Tableau 3.4 : durée de la partie utile, de l'intervalle de garde et du symbole dans les modes 2K et 8K.

Tableau 3.5 : caractéristiques de quelques standards IEEE 802.11

Tableau 3.6 : les différents standards de la famille IEEE 802.11.

Tableau 3.7 : les paramètres de base de la couche PHY du standard 802.11a

Tableau 3.8 : fréquences assignées pour IEEE 802.11a en USA.

Tableau 3.9 : le débit de transmission dans le standard IEEE 802.11a.

Tableau 3.10 : comparaison des technologies sans fil IEEE 802.11a, g, n.

Tableau 3.11 : Paramètres d'évolutivité (scalable) OFDMA.

Tableau 3.12 : Spécificités techniques des différentes normes IEEE 802.16x

Tableau 3.13: Codes et modulations supportés en WiMAX mobile.

Tableau 3.14: paramètres de modulation S-OFDMA avec canal PUSC.

Tableau 3.15 : taux de codage et débit dans les 5MHz et 10 MHz.

Liste des abréviations

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CSI	Channel State Information
DAB	Digital Audio Broadcasting
dB	décibel
DFT	Discrete Fourier Transform
DVB	Digital Video Broadcasting
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
HIPERLAN	High PERFORMANCE Local Area Network
ICI	Inter-Carrier Interference
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineer
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
ITU	International Telecommunications Union
LOS	Line of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	World Interoperability for Microwave Access

Introduction générale

Il y a quelques décennies, les télécommunications sont basées purement sur des systèmes analogiques. Le progrès de la technologie permet le passage vers le numérique. Ceci rend possible des transmissions haut débit, de kilo octet vers le mega octet et de mega octet vers le giga octet. Le besoin en internet, échange d'information, messagerie instantanée et services multimédias à haut débit a poussé le passage de communications filaires à des communications sans fil. Plusieurs standards ont été développés (WiFi, WiMAX, DAB, DVB, ...) qui utilisent des techniques de transmission avancée tel que la transmission multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Ces différentes vagues d'innovations apparaissent prometteuses pour la dynamique future du secteur des Télécommunications.

Dans notre thèse on se propose de faire une étude de quelques applications de l'OFDM. L'étude de ces applications se concentre sur la couche physique PHY.

Notre thèse comprend trois chapitres. Les caractéristiques d'un canal radio mobiles ont été traitées dans le premier chapitre. Le second chapitre traite le principe de base de la technique OFDM. Le dernier chapitre décrit différentes applications de l'OFDM.

Chapitre 1

Principes fondamentaux.

Introduction :

Les communications sans fil se font à travers un canal radio, donc, avant d'aborder une étude dans ce domaine il est indispensable de connaître les caractéristiques du canal radio mobile à savoir les facteurs perturbateurs qui peuvent affecter une information transmise. Une bonne connaissance de ces caractéristiques est cruciale pour la sélection de l'architecture du système de transmission la plus appropriée, le dimensionnement de ses composants et l'optimisation des paramètres de ce système [1].

1.1 Caractéristiques du canal radio :

Le choix d'une technique de transmission adéquate est déterminé par les caractéristiques du canal de transmission. Pour un canal radio idéal, le signal reçu consiste en un seul signal issu du trajet direct. Dans ce cas, à la réception, le signal reçu est parfaitement reconstruit. Cependant, pour un canal réel, le signal est modifié durant la transmission à travers le canal. Le signal reçu est la somme de répliques atténuées, réfléchies, réfractées et diffractées du signal transmis. En plus, le canal ajoute un bruit au signal et peut causer un changement de la fréquence porteuse. Comprendre ces effets est important, car la performance d'une chaîne de transmission dépend des caractéristiques du canal de transmission [6].

1.1.1 Imperfections dans le canal radio mobile :

Dans le canal radio mobile, le signal transmis souffre de plusieurs effets, qui sont caractérisés comme suit :

- Multi-trajets.
- Effet Doppler.
- Atténuation par parcours (Path Loss).
- Effet de masque (Shadowing).

1.1.1.1 Evanouissement à petite-échelle (small-scale fading) :

L'évanouissement à petite échelle est un phénomène très local se produisant dès que le mobile se déplace d'une faible distance (fast fading)[5].

- **Propagation multi trajets :**

La Propagation multi-trajets apparait comme conséquence de réflexions, dispersions et diffractions, de l'onde électromagnétique transmise, par différents objets. Ainsi, à la réception, les signaux qui ont suivi différents chemins arriveront avec des retards de propagations, phases et atténuations différentes. La superposition de ces ondes va influencer sur l'amplitude et la phase du signal reçu [1].

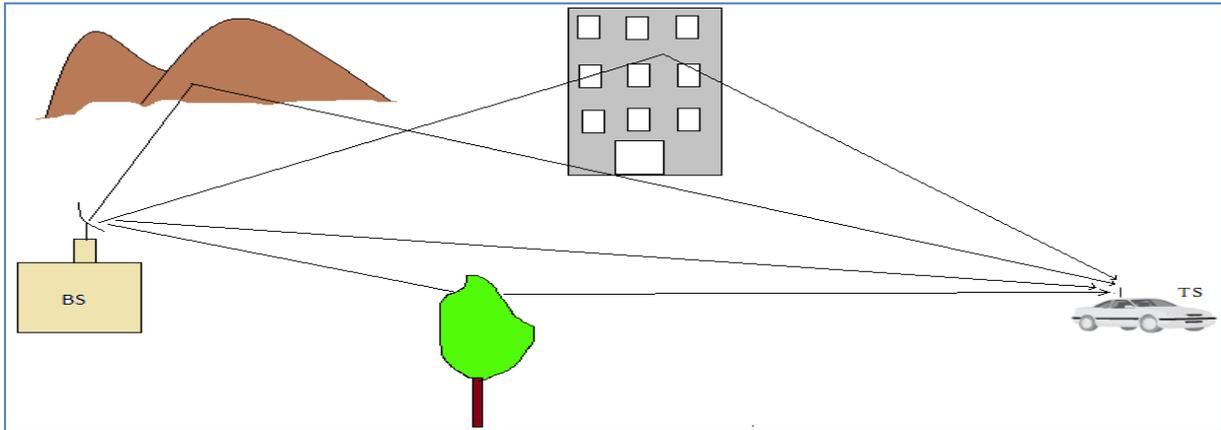


Figure 1.1 : la propagation multi trajets variable dans le temps.

- **Effet Doppler :**

Est dû au déplacement des objets dans le canal radio mobile. L'effet Doppler est le décalage de la fréquence f_c , du signal transmis, d'une quantité f_D qui est donnée par la fréquence de Doppler [3]:

$$f_D = \frac{v f_c \cos(\alpha)}{c} \quad (1.1)$$

Où :

v est la vitesse de déplacement du récepteur.

c est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide, $c = 3.10^8$ m/s.

α est l'angle entre \vec{v} (vitesse de déplacement) et \vec{k} (direction de propagation du champ).

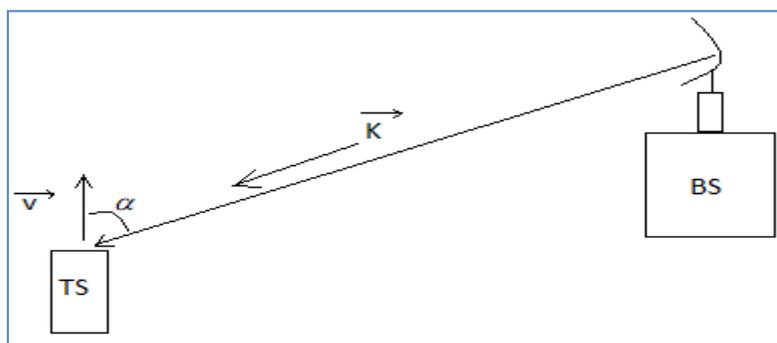


Figure 1.2 : principe de l'effet Doppler.

L'effet Doppler provoque des changements de phases et d'amplitudes des signaux se propageant dans le canal ce qui rend la propagation multi-trajets variable dans le temps. Même des mouvements de l'ordre de la longueur d'onde peuvent affecter grandement la superposition des signaux à la réception [1].

La variation de la force du signal, due à la propagation multi-trajets variable dans le temps, est appelée évanouissement rapide (fast fading).

1.1.1.2 Evanouissement à grande échelle (large-scale fading):

Il y a deux type d'évanouissement à grande échelle, à savoir, les pertes par parcours et l'effet de masquage.

- **Pertes par parcours (path loss) :**

Les pertes par parcours représente l'atténuation que subit la puissance moyenne du signal transmit le long de la distance entre l'émetteur et le récepteur. En espace libre la puissance moyenne du signal est inversement proportionnelle au carré de la distance (r^2). Cependant dans un canal radio mobile où, en générale, il n'y a pas de visibilité (no line of sight (NLOS)), la puissance moyenne est inversement proportionnelle à L (tel que $r^3 < L < r^5$) [1].

- **Effet de masque (shadowing) :**

L'effet de masque est un phénomène plus local (sur quelques centaines de λ), aléatoire (car obstacles aléatoires), causé par l'obstruction des ondes qui se propagent, par de grands obstacles, par exemple : les collines, les édifices, les murs, les arbres...etc, ce qui cause une atténuation, plus ou moins forte, de la force du signal. La variation de la force du signal due à l'effet de masque est appelé évanouissement lent (slow fading) et peut être décrit par une distribution log-normal [1].

Pour deux mobiles à égale distance de la BS, shadowing différent (contrairement au Path Loss, si environnement homogène).

La moyenne du shadowing donne le Path Loss [5].

Les variations de la puissance reçue dues aux pertes par parcours et à l'effet de masque peuvent être neutralisées d'une manière efficace par le contrôle de puissance. En ce qui suit, on ne prendra en considération que l'évanouissement rapide.

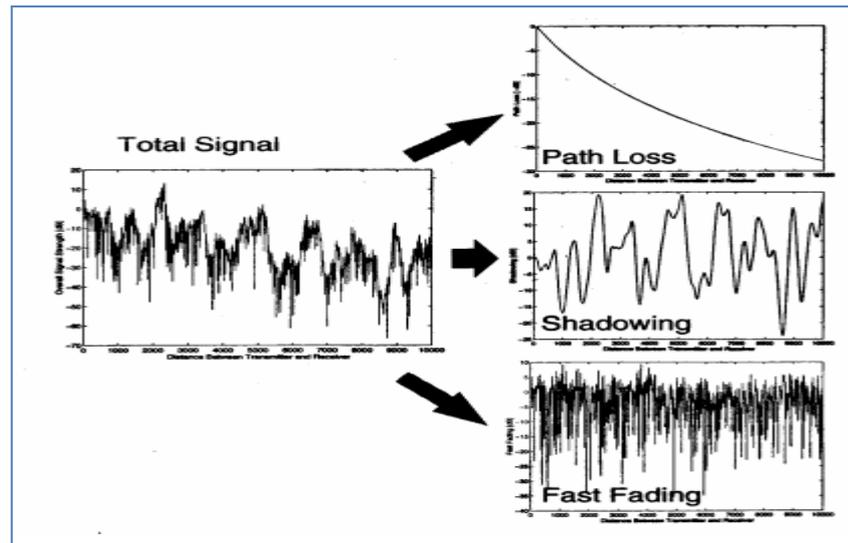


Figure 1.3 : schéma récapitulatif des différents types d'évanouissement [5].

1.1.2 Modélisation du canal radio mobile :

Le canal radio mobile peut être caractérisé par une réponse impulsionnelle variable dans le temps $h(\tau, t)$ ou bien par sa fonction de transfert, variable dans le temps, $H(f, t)$, qui est la transformé de Fourier de la fonction $h(\tau, t)$. La réponse impulsionnelle du canal à un instant t représente la réponse à une impulsion appliquée à l'instant $t - \tau$. On assume que le canal radio mobile est un processus aléatoire stationnaire au sens large, c.-à-d que le canal a une statistique de fading qui reste constante pour de petites périodes de temps ou de courtes distances spatiales [1].

Une impulsion envoyée dans le canal suivra différents trajets (N_p trajets différents) et donc chaque impulsion suivant un trajet ($p : p = 0, \dots, N_p - 1$) subira une atténuation (a_p), un retard de propagation (τ_p) et un déphasage dû aux réflexions (φ_p) et à l'effet Doppler ($f_{D,p}$) d'où :¹

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi f_{D,p} t + \varphi_p)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.2)$$

Où :

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.3)$$

¹ Les grandeurs a_p , τ_p , φ_p et $f_{D,p}$ sont variables dans le temps

La fonction de transfert est :

$$H(f, t) = TF[h(\tau, t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.4)$$

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p}t - f\tau_p) + \varphi_p)} \quad (1.5)$$

Les retards sont mesurés par rapport à la première impulsion détectée à la réception.

La fréquence Doppler est :

$$f_{D,p} = \frac{v f_c \cos(\alpha_p)}{c} \quad (1.6)$$

Cette fréquence dépend de la vitesse (v) de la station terminale, la célérité (c), la porteuse (f_c) et l'angle d'incidence (α_p) de l'onde suivant le trajet (p).

Un exemple de la réponse impulsionnelle du canal avec la fonction de transfert correspondante sont illustrées dans la figure 1.4.

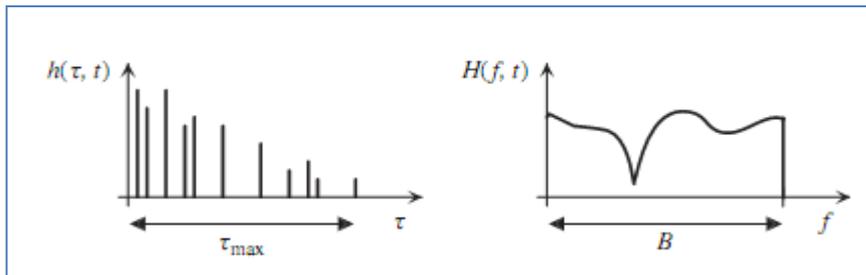


Figure 1.4 : la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert, variables dans le temps, du canal

τ_{\max} est le retard maximum causé par le canal.

1.1.3 Statistiques d'évanouissement:

Les statistiques du processus d'évanouissement caractérisent le canal et leur importance consiste en le fait qu'elles permettent de spécifier les paramètres du modèle du canal. Une approche simple est souvent obtenue en partant de l'hypothèse qu'ils y a un grand nombre d'éléments dispersifs, dans le canal, qui affectent le signal à la réception. L'application du théorème de la limite centrale conduit à un processus Gaussien complexe pour la réponse impulsionnelle du canal [1].

- En absence de visibilité (NLOS) ou un composant dominant,

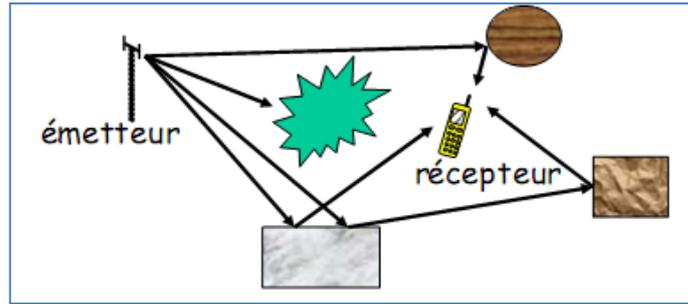


Figure 1.5 : exemple d'absence de visibilité [5].

Le processus est à moyenne nulle. L'amplitude de la fonction de transfert du canal correspondant

$$a = a(f, t) = |H(f, t)| \quad (1.7)$$

Le fait que la réponse impulsionnelle du canal est un processus Gaussien complexe donc a est une variable aléatoire qui suit une distribution de Rayleigh :

$$p(a) = 2 \frac{a}{\Omega} e^{-\frac{a^2}{\Omega}} \quad (1.8)$$

Avec

$$\Omega = E\{a^2\} \quad (1.9)$$

C'est la puissance moyenne.

La phase de la fonction de transfert est uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$.

➤ Dans le cas où il y a visibilité (LOS) ou un composant dominant outre les éléments dispersifs en mouvement aléatoire, la réponse impulsionnelle ne peut être à valeur moyenne nulle.

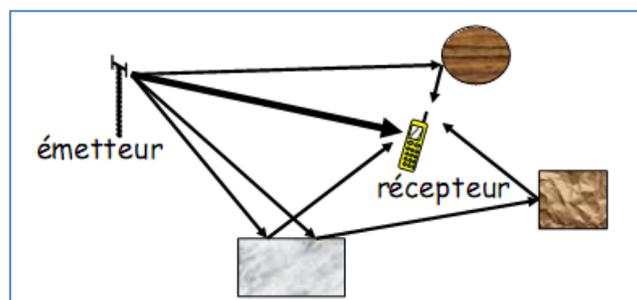


Figure 1.6 : exemple de présence de visibilité [5].

On sait que le radical d'une somme des carrés de deux gaussiennes de moyenne nulle au carré nous donne une variable aléatoire gaussienne, mais lorsque les moyennes de ces gaussiennes ne sont plus nulles, on obtient alors une variable aléatoire ricéenne.

Sous l'hypothèse que la réponse impulsionnelle est un processus Gaussien à valeur complexe, l'amplitude de la fonction de transfert suit une distribution de Rice :

$$p(a) = 2 \frac{a}{\Omega} e^{-\left(\frac{a^2}{\Omega + K_{Rice}}\right)} I_0 \left(2 a \sqrt{\frac{K_{Rice}}{\Omega}} \right) \quad (1.10)$$

Le facteur de Rice K_{Rice} est obtenu par le rapport entre la puissance du signal suivant le trajet dominant et la puissance du signal dispersée.

I_0 est la fonction de Bessel, modifiée, de première espèce, d'ordre zéro.

La phase de la fonction de transfert est uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$.

1.1.4 Interférences Inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI) :

Les dispersions dues aux retards peuvent causer des interférences inter-symboles (ISI) entre les symboles d'information adjacents [1].

Le taux d'interférence inter-symboles dans un système mono-porteuse est :

$$N_{ISI, \text{ single carrier}} = \left[\frac{\tau_{max}}{T_d} \right] \quad (1.11)$$

Pour les applications à haut débit avec une durée du symbole $T_d < \tau_{max}$, l'effet d'ISI ainsi la complexité du récepteur augmentent de façon significative, du fait qu'il faut ajouter un égaliseur, soit dans le domaine temporel ou fréquentiel, pour neutraliser l'effet d'ISI.

L'effet d'ISI devient négligeable dès que $T_d \gg \tau_{max}$, cet effet est exploité dans les systèmes de transmission à multi-porteuses où la durée du symbole augmente avec l'augmentation du nombre (N_c) de sous-porteuses. Dans ce cas, le taux d'ISI devient :

$$N_{ISI, \text{ multi carriers}} = \left[\frac{\tau_{max}}{N_c T_d} \right] \quad (1.12)$$

L'ISI résiduel peut être éliminé en introduisant des intervalles de gardes.

Dans un système mono-porteuse, l'étalement causé par l'effet Doppler est suffisamment petit comparé à la marge de garde entre canaux adjacents, et donc pas d'interférence inter-canal.

Par contre, pour les systèmes à multi-porteuses l'espacement (F_s) entre sous-canaux est étroit.

Donc, l'effet Doppler peut causer des interférences ICI significatives. Tant que toutes les sous porteuses subissent le même changement, cet effet peut être compensé au niveau du récepteur et l'ICI peut être évité. Cependant, si un étalement Doppler de l'ordre de plusieurs pourcents de l'espacement entre sous-porteuses apparaît, L'ICI dégrade les performances du système de façon significative. Pour éviter, les dégradations de performance dus à l'ICI ou l'utilisation de récepteurs complexes avec des égaliseurs d'ICI, l'espacement entre porteuses doit être choisit :

$$F_s \gg f_{D \max} \quad (1.13)$$

Pour que l'effet de l'étalement Doppler soit négligeable.

Néanmoins, si une architecture d'un système à multi-porteuse à été choisi sachant que l'étalement Doppler est de l'ordre de l'espacement entre sous-porteuses ou plus, un récepteur de Rake peut être utilisé dans le domaine fréquentiel. Ainsi, chaque branche du récepteur Rake, dans le domaine fréquentiel, corrige une fréquence Doppler [1].

1.1.8 Diversité :

La bande de cohérence $(\Delta f)_c$ d'un canal radio mobile est la bande passante à travers laquelle les caractéristique de propagation d'un signal sont corrélées. Elle peut être estimée par :

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (1.14)$$

Le canal est dit sélectif en fréquence si la bande passante B du signal est plus large que la bande de cohérence $(\Delta f)_c$. par contre, si B est plus petite que $(\Delta f)_c$, le canal est dit non sélectif ou plat. La bande de cohérence d'un canal est importante pour l'évaluation des performances, les techniques de dispersion et d'imbrication qui essayent d'exploiter la diversité fréquentielle inhérente D_f du canal radio mobile. Dans le cas des transmissions multi-porteuses, la diversité fréquentielle est exploitée dans le cas où la l'espacement entre les sous-porteuses, transmettant la même information, plus large que la bande de cohérence. La diversité fréquentielle maximale qu'on peut atteindre est donnée par le rapport entre la bande passante B du signal et la bande de cohérence [1],

$$D_f = \frac{B}{(\Delta f)_c} \quad (1.15)$$

Le temps de cohérence du canal $(\Delta t)_c$ est la durée pendant laquelle les caractéristiques du canal peuvent être considérées comme invariantes dans le temps. Il peut être estimée par :

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{2 f_{D \max}} \quad (1.16)$$

Si la durée d'un symbole transmit est plus large que le temps de cohérence, le canal est dit sélectif dans le temps. Par contre, si la durée du symbole est plus petite que $(\Delta t)_c$, le canal est dit non sélectif en temps pendant la durée d'un symbole. Le temps de cohérence du canal est important pour l'évaluation de la performance des techniques du codage et d'imbrication qui essayent d'exploiter la diversité temporelle, inhérente D_t , du canal radio mobile. La diversité temporelle peut être exploitée si la séparation entre les créneaux temporels, transmettant la même information, dépassent le temps de cohérence. Une succession d'un nombre N_s de créneaux forment une trame de durée T_{fr} . Le maximum de diversité temporelle qu'on peut atteindre en une durée d'une trame est donnée par le rapport entre la durée d'une trame et le temps de cohérence [1],

$$D_t = \frac{T_{fr}}{(\Delta t)_c} \quad (1.17)$$

Un système exploitant la diversité temporelle et fréquentielle peut atteindre la diversité totale :

$$D_0 = D_f D_t \quad (1.18)$$

Le système doit être conçu de telle sorte à permettre l'exploitation optimale de la diversité disponible D_0 .

Conclusion :

Le problème majeur des communications sans fils est dû au multi-trajet et l'effet Doppler. Plusieurs progrès ont été faits dans le domaine de la lutte contre ces problèmes et à chaque fois, on propose de nouvelles techniques plus efficaces que leurs précédentes. On parlera, dans les chapitres suivants de l'une de ces techniques qui est l'OFDM.

Chapitre 2

Principes de base de l'OFDM

Introduction :

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence, une technique est l'utilisation de modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier. Cette technique connue sous le nom de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a connu un vif succès ces dernières années et est en phase de normalisation dans différents standards sans fils (IEEE802.11a, WiMAX, LTE, DVB, DAB). La technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi-trajets large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. De plus, l'utilisation ingénieuse de redondance cyclique à l'émission permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapides. Le but de ce chapitre est d'introduire aux principes de l'OFDM. Les principes généraux sont décrits ainsi que les avantages et les inconvénients.

2.1 Historique :

L'histoire des modulations multi-porteuses a commencée il y a plus de 40 ans avec un système précurseur appelé Kineplex conçu pour des liaisons radio militaires en bande HF (1.8-30Mhz).

L'utilisation de la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation fut proposée pour la première fois par Saltzberg en 1967 puis par Weinstein et al. en 1971. La réalisation de filtres analogiques parfaitement orthogonaux étant coûteuse, ce système n'a pas connu le succès escompté. Ce n'est que vers le début des années 80, à l'aide d'une modélisation discrète basée sur des modulateurs numériques de transformée de Fourier rapide (ou encore FFT: Fast Fourier Transform), que les modulations multi-porteuses ont connu un gain d'intérêt. Ceci a permis le décollage quasi-immédiat de cette technologie en raison de sa faible complexité. L'algorithme de calcul de transformée de Fourier rapide a été inventé par Cooley et Tukey, tous deux ingénieurs dans le centre de recherche d'IBM au début des années 1960. Il a eu, du fait de son efficacité, un impact considérable sur le développement des applications en traitement numérique des signaux. Un calcul de transformée de Fourier discrète est un calcul de produit d'une matrice par un vecteur effectué de façon récursive. Ceci réduit la complexité du modulateur et donc la consommation des terminaux.

Les systèmes multi-porteuses basés sur la FFT sont actuellement connus sous le nom d'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) pour les réseaux sans fil ou encore Discrete MultiTone (DMT) pour les réseaux filaires [8].

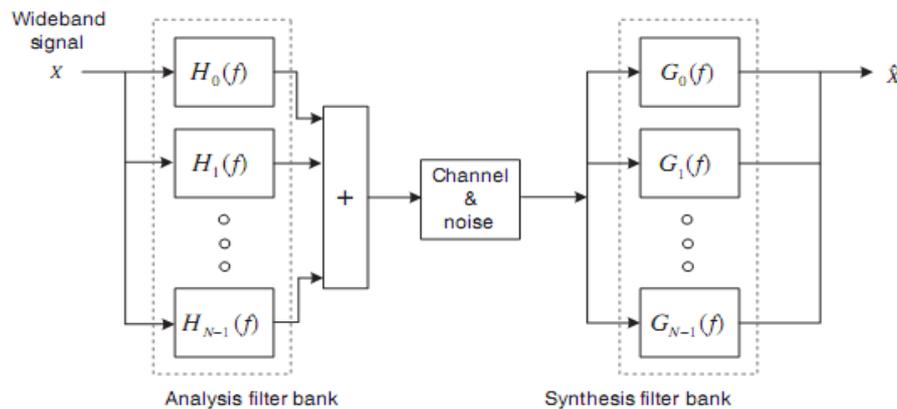
2.2 Transmission multi-porteuses :

2.2.1 Structure de base de système de transmission multi-porteuse [4]:

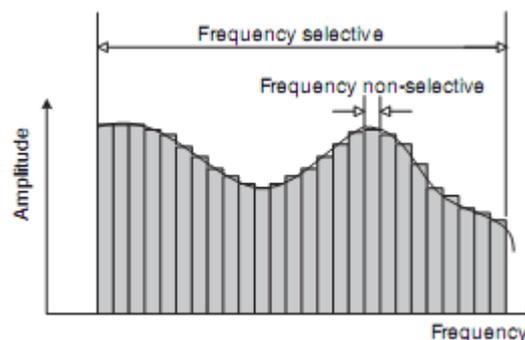
La sélectivité en fréquence d'un canal radio mobile large bande rend inefficace l'utilisation des systèmes de transmissions mono porteuses, et pour y surmonter on fait recours aux systèmes à transmission multi-porteuses, qui sont utilisés pour la transmission haut débit. La figure 2.1(a) montre la structure de base et le concept de système de transmission multi-porteuses. Le signal large bande soit analyser (à travers plusieurs filtres à bande étroite de fonction du transfert $H_k(f)$) en plusieurs signaux à bande étroite en transmission et est synthétisé (à travers plusieurs filtres à bande étroite de fonction du transfert $G_k(f)$) en réception, donc la sélectivité en fréquence du canal large bande peut être estimée par une multitude de bandes de fréquences étroites (frequency-flat) non sélective, comme s'y montré dans la figure 2.1(b).

Notant que la non-sélectivité en fréquence des bandes étroites du canal réduit considérablement la complexité de l'égaliseur pour chaque sous-canal. Tant que l'orthogonalité entre sous-porteuses est maintenue, l'ICI peut être éliminé, donc un minimum de distorsion.

Dans les systèmes multi-porteuses, la bande passante originale (large bande) est subdivisée en N_c sous bandes (bandes étroites), où chacune est caractérisée par une sous-porteuse f_k , $k=0,1,2,\dots,N_c-1$. La figure 2.2(a) montre la structure de base de système de communication multi-porteuse, celle qui représente l'une des formes spécifique d'un système multi-canaux,

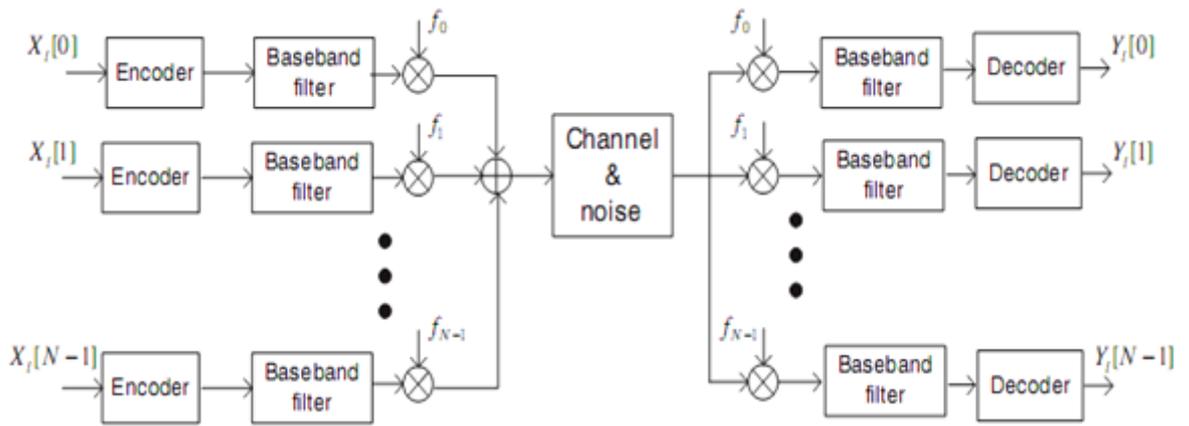


a) structure d'un système de transmission multi-canaux.

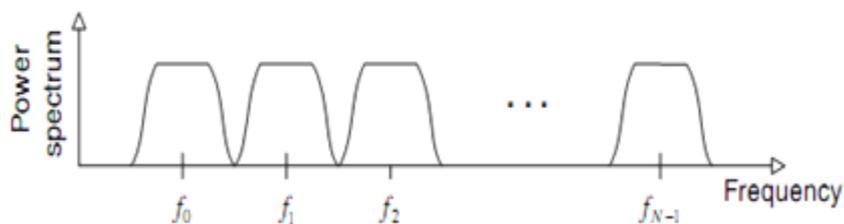


b) la réponse d'un système de transmission multi-canaux.

Figure 2.1 : structure et caractéristiques fréquentielles d'un système de transmission multi-canaux [4].



a) Structure de base d'un système de transmission multi-porteuses.



b) Caractéristiques spectrale d'un système de transmission multi-porteuses.

Figure 2.2 : structure et caractéristiques spectrale d'un système de transmission multi-porteuses [4].

Où, les différents symboles sont transmit en parallèle.

$X_i(k)$ et $Y_i(k)$ indiquent, respectivement, le signal transmit et reçu d'une sous-porteuse f_k de l^{ieme} symbole.

La figure 2.2(b) illustre le spectre d'un signal transmit dans un système à transmission multi-porteuses, qui occupe une multitude de sous-bandes d'égale largeur, chacune centrée sur une fréquence (sous-porteuse). Si chaque sous-bande est d'une largeur limitée, le type de transmission est dit **FMT (Filtered Multi-Tone)**.

Pendant qu'on cherche à surmonter au problème de la sélectivité en fréquence du canal avec ce type de transmission multi-porteuses (FMT), son implémentation devient complexe, il nécessite plus des codeurs/décodeurs et oscillateurs, et d'une très haute qualité des filtres utilisés dès que le nombre de sous porteuses augmentent.

2.2.2 Système de transmission à base de l'OFDM :

Le système de transmission basé sur la technique OFDM est un autre type de système multi-canaux, qui est similaire à un système de transmission FMT dans le sens qu'il emploie plusieurs porteuses. Comme c'est montré dans la figure 2.4(a), une bande limitée pour les filtres et oscillateurs de chaque sous-canal n'est pas utilisée, en plus, les spectres des sous-porteuses se chevauchent d'une manière efficace, différemment au système FMT où la

totalité de la bande passante est divisé en un nombre N de sous-canaux de bandes étroites non chevauchées (figure 2.2 (b)), donc la différence réside dans la manière avec laquelle la bande passante est divisée en sous bandes étroites [4]. L'ensemble de sous-porteuses orthogonales, chevauchées en spectre, peuvent être produites en satisfaisant le critère de Nyquist, en généralisant l'équation 2.1, qui réfère à une transmission mono-porteuse, à une transmission multi-porteuses.

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} G\left(f - \frac{i}{T}\right) = T \quad (2.1)$$

Où $G(f)$ est la transformé de Fourier de la fonction $g(t)$, tel que cette dernière représente la réponse impulsionnelle totale du système mono-porteuse (émetteur, canal, récepteur), où :

$$g(t) = g_T(t) * h(t) * g_R(t) * h^{-1}(t) \quad (2.2)$$

Les fonctions $g_T(t)$, $h(t)$, $g_R(t)$ et $h^{-1}(t)$ sont montrées dans la figure 2.3 :



Figure 2.3 : Modèle d'une communication à bande de base mono-porteuse.

Dans la pratique, les processus de la transformé de Fourier discrète (DFT) et la transformé inverse (IDFT) sont utilisables pour l'implémentation de ces signaux orthogonaux. Mais l'implémentation sera efficace par l'utilisation de la transformé de Fourier rapide (FFT) et la transformé inverse (IFFT).

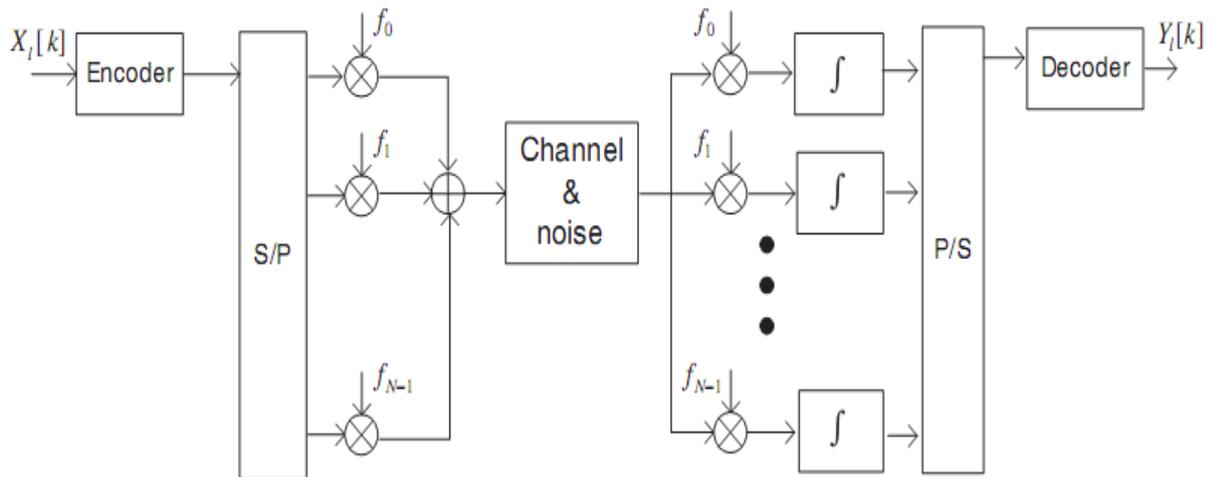
Dans un système de transmission OFDM, N_c points IFFT tenus pour les symboles transmits $\{X_i[k]\}$, $k=0, \dots, N_c-1$, pour générer le signal $\{x[n]\}$, $n=0, \dots, N_c-1$, qui représente les échantillons de la somme de N_c sous porteuses. $y(n)$ est le signal reçu, qui correspond au signal $x(n)$ avec du bruit additif $N(n)$ (i.e : $y(n) = x(n) + N(n)$). compte Tenu des échantillons reçus de N_c points de la FFT ($y[n]$, $n=0, \dots, N_c-1$) la version bruitée des symboles transmits $Y_i[k]$, $k=0, \dots, N_c-1$, peut être obtenue à la réception.

La figure 2.5(a) montre une structure d'une transmission OFDM implémentée à l'aide d'une IDFT/DFT. Comme toutes les sous porteuses ont une durée T_s , finie dans le temps, le spectre du signal OFDM peut être considéré comme une somme des fonctions Sinc de fréquences décalées, comme c'est montré dans la figure 2.5(a), où l'espacement entre sous-porteuses est $1/T_s$.

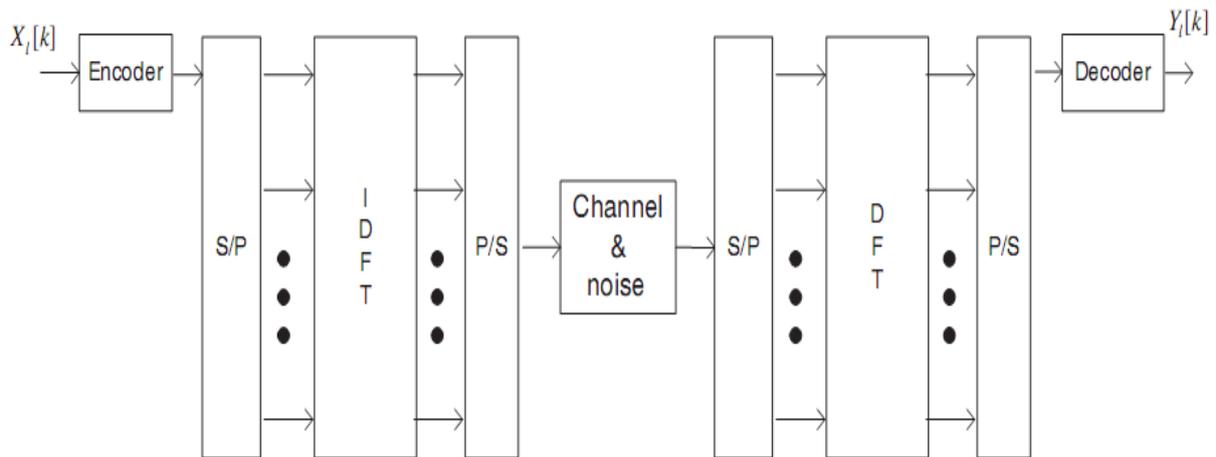
La technique DMT (discrete multi-tone) utilisée dans le système ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) et VDSL (Very high-rate Data digital Subscriber Line) a aussi la même structure que l'OFDM.

Du fait que chaque signal modulant une sous porteuse est limité dans le temps (non limité dans le domaine fréquentielle), il est possible qu'il y'aura des interférences entre porteuses

(ICI) important, comme il est montré dans la figure 2.5(b) où on remarque que le premier lobe secondaire de la fonction Sinc (dans le domaine fréquentielle) n'est pas négligeable par rapport au lobe principale. Ainsi, dans le système OFDM on ajoute une bande de garde, appelée porteuses virtuelles (VCs). On ajoute aussi d'un intervalle de garde dans le domaine temporelle, appelé préfixe cyclique (PC) qui fait réduire l'effet d'inter-symboles (ISI) entre symboles OFDM.

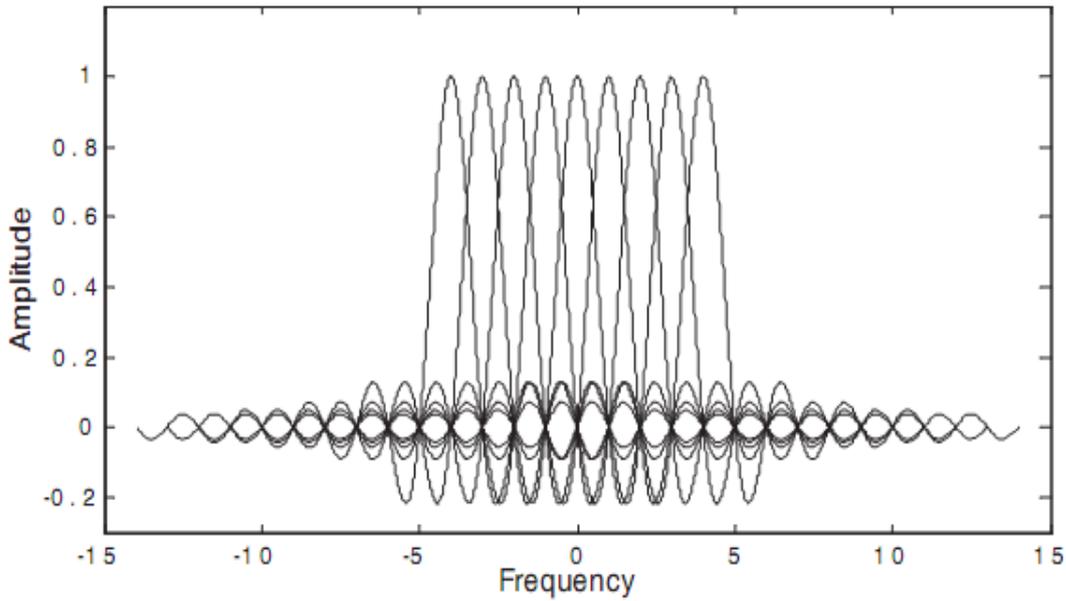


a) Configuration d'un système de transmission OFDM.

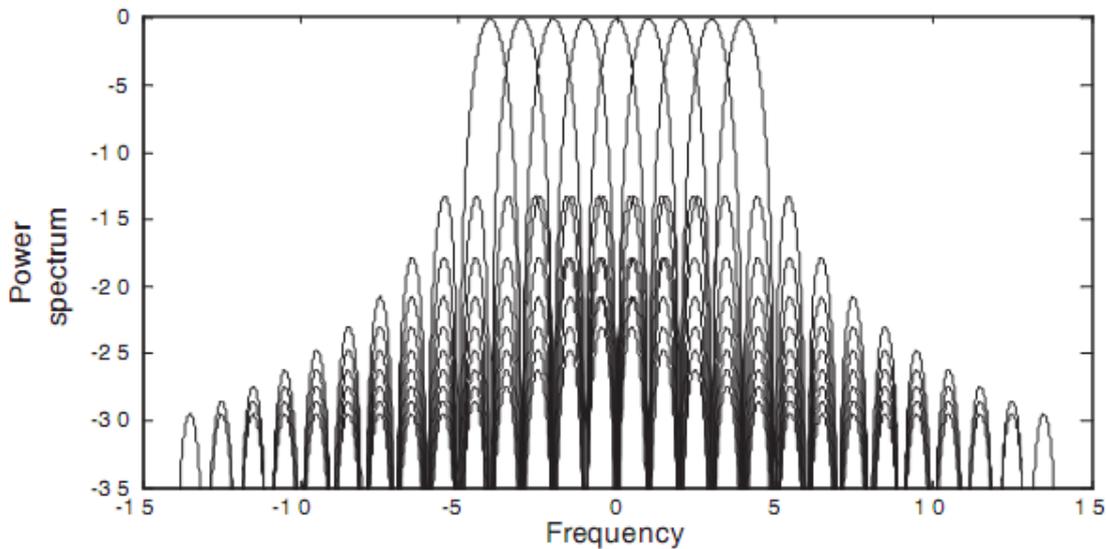


b) Système de transmission OFDM et son implémentation utilisant la IDFT/DFT.

Figure 2.4 : Système de transmission OFDM [4].



a) Le spectre d'un signal OFDM (échelle liniaire).



b) La puissance spectrale d'un signal OFDM (dB).

Figure 2.5 : Structure et caractéristiques spectrale d'un système de transmission OFDM [4].

2.3 Principe de base de l'OFDM :

Le principe de la transmission multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est de convertir un flux de données série de haut débit en des sous-flux de données parallèles avec un débit faible, et chaque sous-flux module une sous-porteuse différente. Puisque le débit dans chaque sous-porteuse est faible par rapport au débit initial, l'effet des interférences (ISI) diminue significativement ce qui réduit la complexité d'égaliseur.

Un but important de conception pour les systèmes de transmission multi-porteuses OFDM, est que le canal radio mobile peut être considéré comme invariant dans le temps durant un

symbole OFDM et le fâding comme plat (flat) par sous canal. Donc, la durée d'un symbole OFDM doit être plus petite que le temps de cohérence du canal $(\Delta t)_c$ et la bande de fréquence entre les sous-porteuses inférieure à la bande de cohérence $(\Delta f)_c$ du canal. Par vérification de ces conditions, la réalisation des récepteurs moins complexe est possible [1].

2.3.1 Modulation et démodulation OFDM :

2.3.1.1 Orthogonalité :

Considérant l'exponentiel complexe limité en temps $e^{j2\pi f_k t}$, $k=0, \dots, N_c - 1$, qui représente les sous-porteuses à la fréquence $f_k = \frac{1}{T_s}$ dans le signal OFDM, où $0 \leq t \leq T_s$. Ces signaux seront orthogonaux si l'intégrale de produits entre eux est égale à zéro,

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_s} t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi \frac{k-i}{T_s} t} dt \\ &= \begin{cases} 1 & \forall \text{ entier } k=i \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Tenu compte des échantillons dans le temps, avec les instants $t = nT_d = nT_s/N_c$, $n=0, \dots, N_c-1$, l'équation peut s'écrire comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} nT_d} e^{-j2\pi \frac{i}{T_s} nT_d} &= \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{j2\pi \frac{k n}{N_c}} e^{-j2\pi \frac{i n}{N_c}} \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{j2\pi \frac{k-i}{N_c} n} \\ &= \begin{cases} 1 & \forall \text{ entier } k=i \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.4)$$

L'orthogonalité ci-dessus est essentielle pour le signal OFDM pour éliminer l'ICI.

En effet, lorsque le signal OFDM est détecté en utilisant la transformée de Fourier discrète (DFT) le signal est échantillonné. Si la DFT est synchronisée dans le temps les échantillons de la DFT correspondent aux valeurs maximales des sous porteuses et par conséquent, le

chevauchement fréquentiel n'aura aucun effet sur le signal reçu, d'où une bonne exploitation de la bande utilisée.

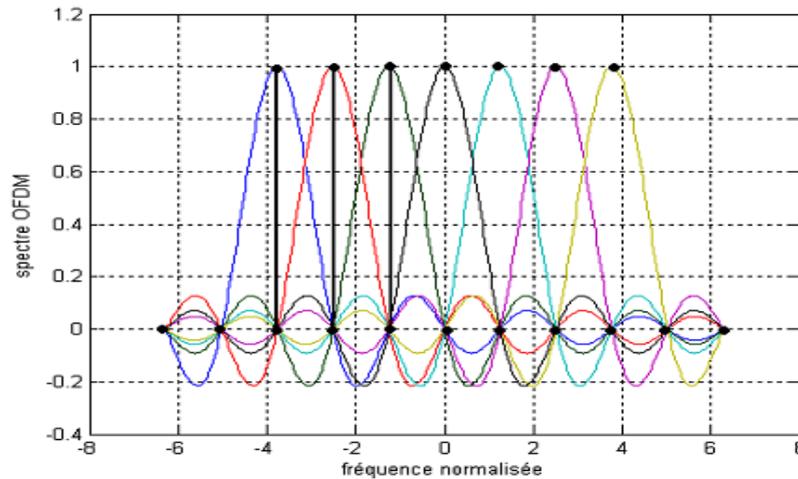


Figure 2.6 : spectre de 7 sous porteuses.

2.3.1.2 Modulation et démodulation :

- **Modulation :**

La génération d'un signal OFDM exige un contrôle absolu des sous-porteuses afin d'assurer leur permanente orthogonalité. Pour ce faire, il faut tout d'abord choisir le spectre nécessaire pour la transmission de données numériques en fonction de la modulation utilisée (BPSK, QAM, QPSK...) [1]. La représentation des points (échantillons) se fut dans des constellations (figure 2.7)

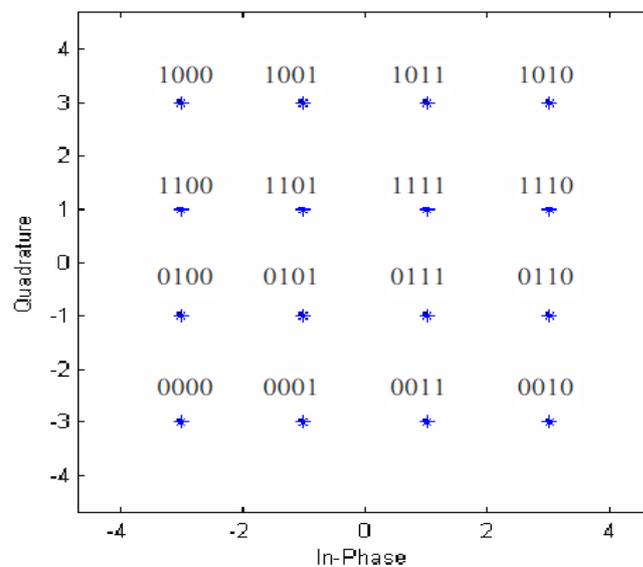


Figure 2.7 : Exemple d'une constellation 16-QAM avec un codage de GRAY.

Les N_c symboles modulés sont transmis comme un symbole OFDM avec un enveloppe complexe donné par :

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.5)$$

Où S_n sont les entrées parallèles du block IFFT. Et $f_n = \frac{n}{T_s}$, $n = 0, \dots, N_c - 1$.

Le premier avantage dans l'utilisation de l'OFDM est que la modulation multi-porteuses peut être facilement implémentée dans le domaine discret en utilisant IDFT ou IFFT. L'IDFT qui a comme coefficients la séquence des symboles d'information, n'est rien d'autre que l'échantillonnage de l'enveloppe complexe $x(t)$ à la fréquence $1/T_d$. Elle est donnée par :

$$x_k = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi \frac{nk}{N_c}}, \quad k = 0, \dots, N_c - 1. \quad (2.6)$$

Le diagramme en bloc d'un émetteur/récepteur OFDM est donné dans la figure 2.8.

Quand le nombre de sous-porteuses augmente, la durée d'un symbole OFDM devient plus large par rapport au retard maximal du canal τ_{max} et par conséquent, les ISI diminuent significativement. Cependant pour éviter complètement l'ISI et ICI on ajoute un intervalle de garde entre les symboles OFDM adjacents. Cet intervalle doit être d'une durée :

$$T_g \geq \tau_{max}. \quad (2.7)$$

La durée d'un symbole OFDM devient :

$$T'_s = T_s + T_g. \quad (2.8)$$

La longueur discrète de l'intervalle de garde est L_g . Donc à partir de (2.7) la valeur de L_g doit vérifier :

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{max} N_c}{T_s} \right\rceil \quad (2.9)$$

La séquence échantillonnée avec intervalle de garde devient :

$$x_k = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi \frac{nk}{N_c}}, \quad k = -L_g, \dots, N_c - 1. \quad (2.10)$$

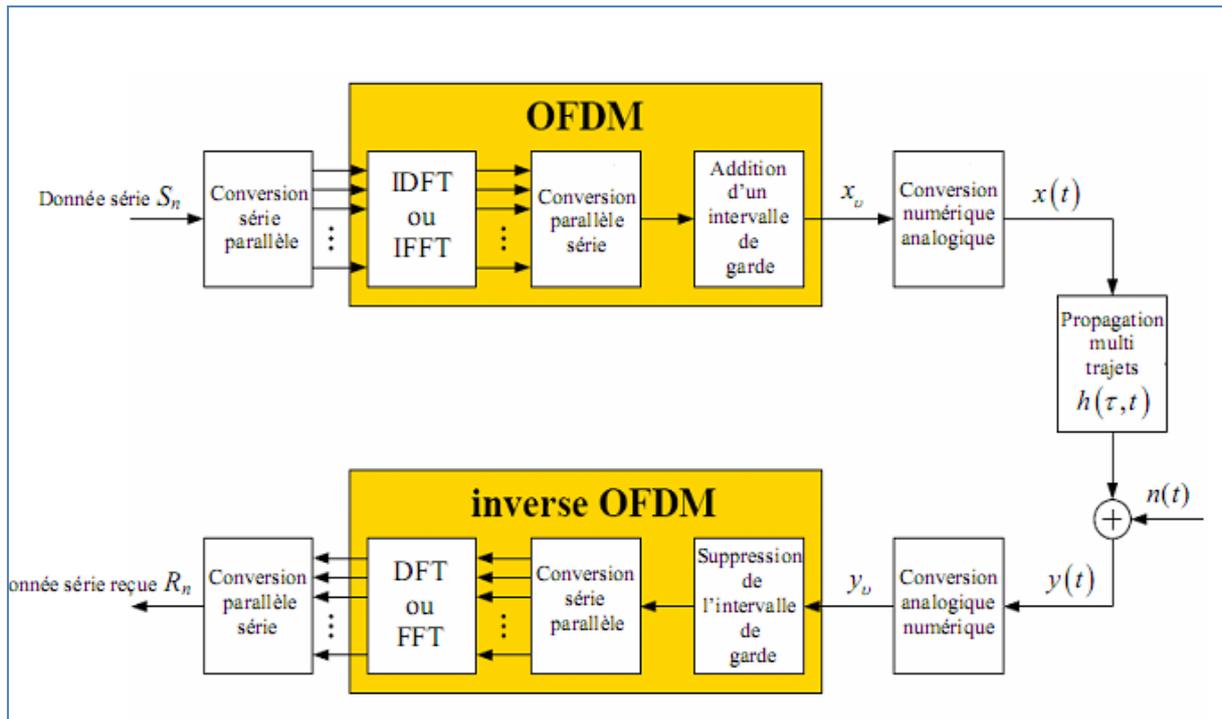


Figure 2.8 : Un système de transmission OFDM.

Cette séquence passe à travers un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est un signal de forme d'onde $x(t)$, de durée T_s , qui sera transmis à travers le canal radio mobile (voir figure 2.8).

• **Démodulation :**

La sortie du canal est obtenue après convolution de $x(t)$ avec la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ et l'addition du bruit $n(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(\tau, t) d\tau + n(t) \tag{2.11}$$

Le signal reçu $y(t)$ passe à travers un convertisseur analogique/numérique, dont la sortie est la séquence y_k , $k = -L_g, \dots, N_c - 1$. Qui est l'échantillonnage du $y(t)$ à la fréquence $1/T_d$. Puisque l'ISI existe seulement dans les L_g premiers échantillons de la séquence reçue, ces échantillons sont enlevés avant une démodulation multi-porteuses.

La partie des échantillons y_k libre d'ISI ($k = 0, \dots, N_c - 1$) est démodulé par inverse OFDM en utilisant l'DFT. La séquence démodulé R_n est donnée par :

$$R_n = \sum_{k=0}^{N_c - 1} y_k e^{-j2\pi \frac{nk}{N_c}}, n = 0, \dots, N_c - 1. \tag{2.12}$$

Puisque les ISI et ICI peuvent être évités par l'insertion de l'intervalle de garde T_g , chaque sous canal peut être considéré séparément. De plus, supposant que le fading par sous canal est plat (flat fading), le symbole R_n peut être donné dans le domaine fréquentiel par :

$$R_n = H_n S_n + N_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1. \quad (2.13)$$

Où : H_n est le facteur de fading plat et N_n le bruit, correspondant au $n^{\text{ième}}$ sous canal. H_n est l'échantillon de la fonction de transfert du canal pour la fréquence $f_n = nF_s$, les différentes valeurs de H_n sont données dans l'équation (1.18 dans le chapitre 1).

La variance du bruit est donnée par :

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\}. \quad (2.14)$$

Dans le cas où ISI et ICI peuvent être négligés, le système de transmission multi-porteuses représenté à la figure 2.8 peut être vu comme un système discret dans le domaine du temps et le domaine des fréquences, avec N_c parallèles canaux Gaussien (parce que le bruit est Gaussien) et différentes valeurs d'atténuation complexe H_n (voir figure 2.9).

La représentation temps/fréquence d'un symbole OFDM est donnée à la figure 2.10(a) et la représentation d'une trame OFDM (OFDM frame) qui est constituée par N_s symboles OFDM est illustrée dans la figure 2.10(b).

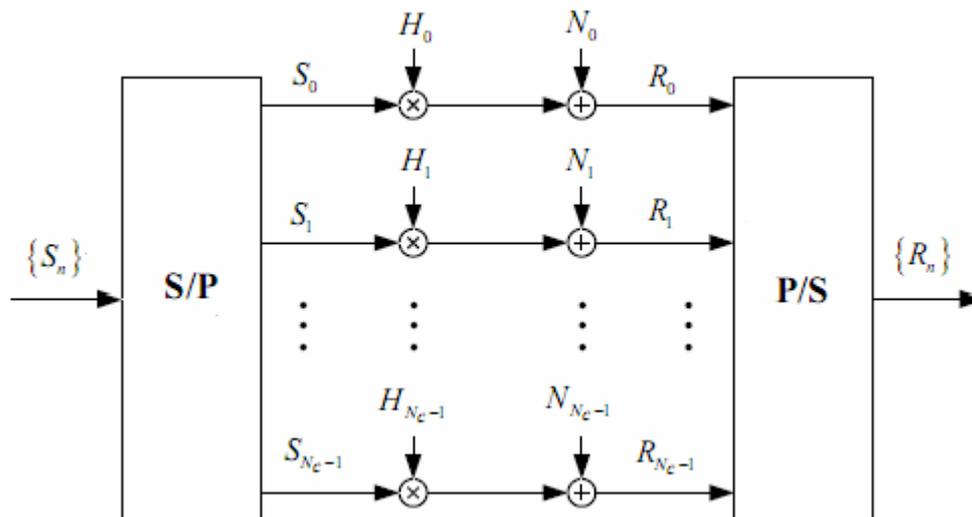


Figure 2.9 : Un système OFDM simplifié [1].

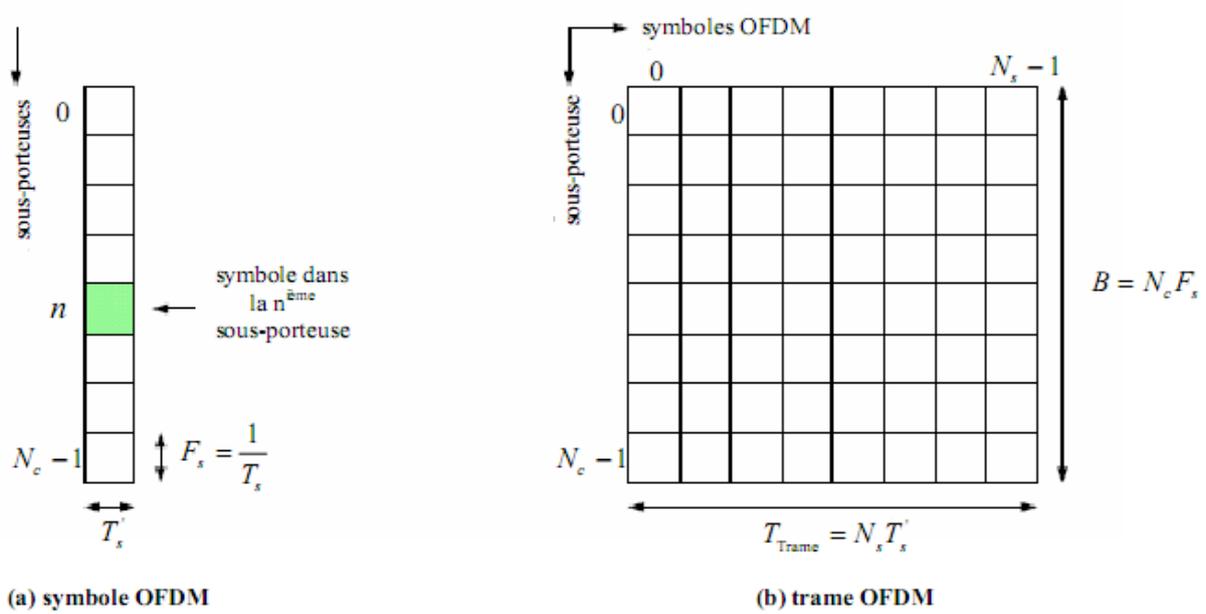


Figure 2.10 : Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM.

2.3.2 Conversion série parallèle :

Le principe de cette conversion est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit. Ceci nous permet d'éviter l'égalisation à grande vitesse.

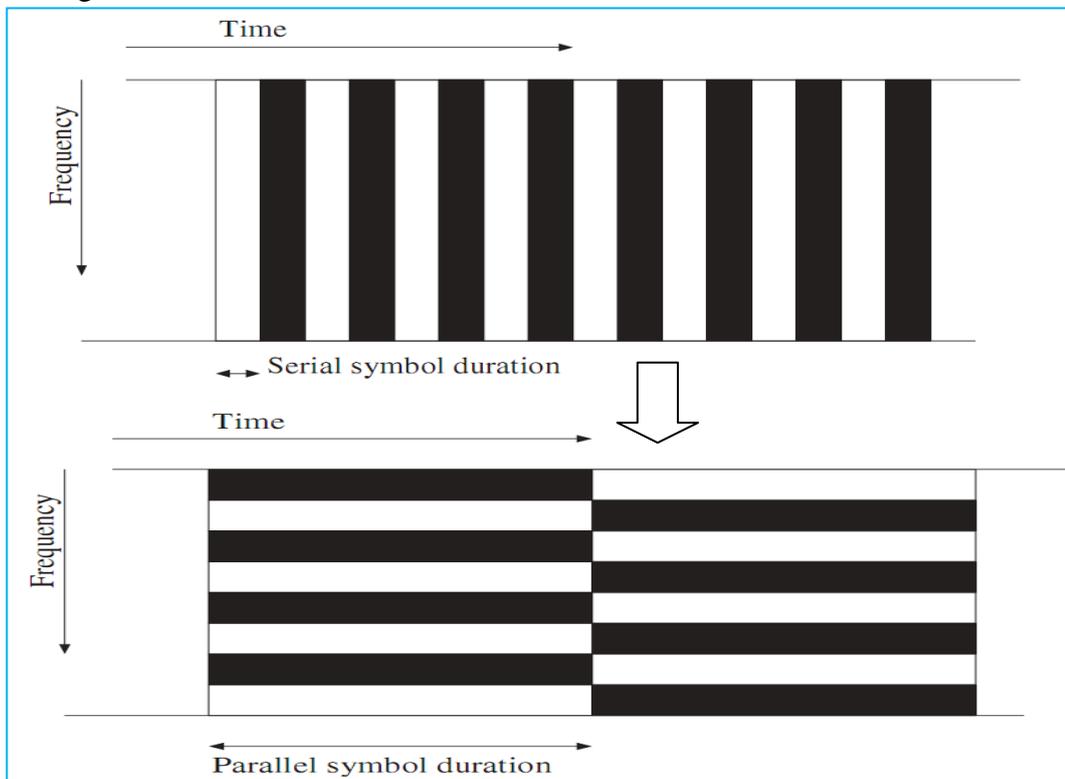


Figure 2.11 : le concept de multi-porteuse et conversion série-parallèle [3].

Les données à transmettre sont sous forme d'un flot de données binaires, chaque symbole OFDM transmet entre 40 jusqu'à 4000 bits. Le nombre de bits transmis dans chaque symbole OFDM dépend de la modulation utilisée par les sous porteuses et du nombre de sous porteuses utilisées.

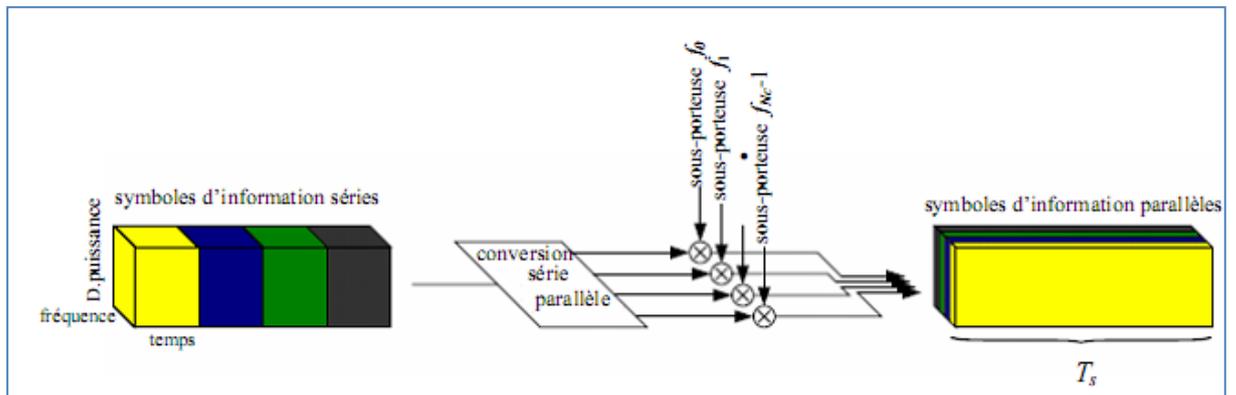


Figure 2.12 : Modulation multi-porteuse avec $N_c=4$ sous-porteuse [1].

Voici un exemple :

Dans une transmission OFDM utilisant 100 sous porteuses par exemple modulées toutes par une 32-QAM (modulation d'amplitude en quadrature), alors chaque sous porteuse portera 5 bits et chaque symbole OFDM portera 500 bits.

2.3.3 Intervalle de garde :

L'effet de l'ISI sur le signal OFDM peut être minimisé davantage par l'addition d'un intervalle de garde (guard period) au début de chaque symbole OFDM. Cet intervalle est une copie de la fin du symbole OFDM, qui prolonge la durée du symbole OFDM (figure 2.13). [9] La nouvelle durée totale du symbole OFDM est $T'_s = T_g + T_s$,

Où T_g est la durée de l'intervalle de garde ajouté.

T_s est la durée initiale du symbole généré par l'IFFT.

L'intervalle de garde doit être plus grand que le retard max de propagation prévue.

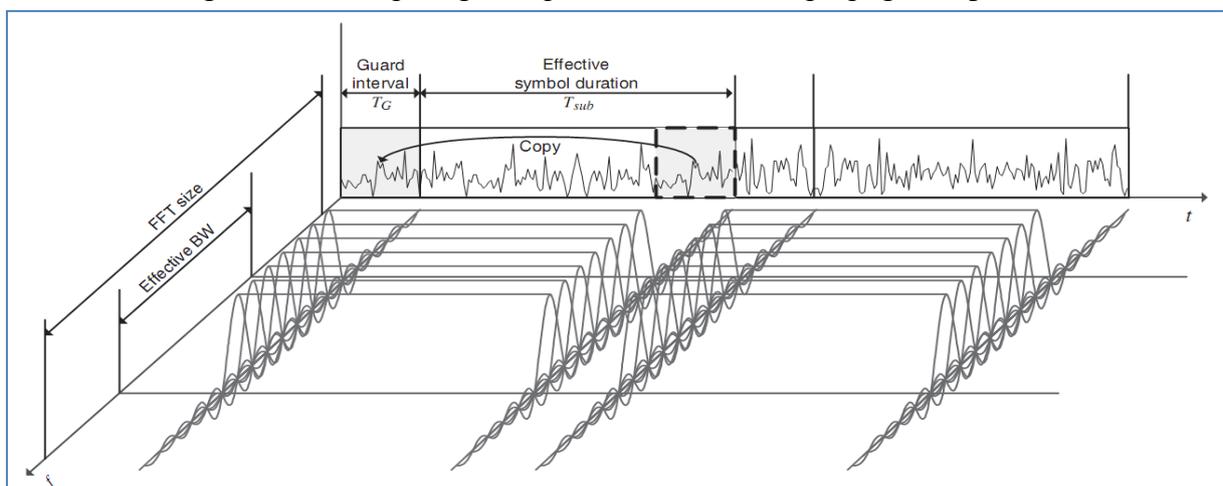


Figure 2.13 : description, dans le domaine temps/fréquence, d'un symbole OFDM avec un CP(cyclic prefix) [4].

Il existe deux types principaux d'intervalles de garde; le plus fréquemment utilisé est le préfixe cyclique (Cyclic Prefix (CP)) qui fait précéder chaque symbole OFDM par une extension périodique du signal lui-même. L'autre type est le ZeroPadding (ZP) qui fait compléter chaque symbole OFDM par des zéros [4].

Il existe aussi ce qu'on appelle un suffixe cyclique : CS, ce qui joue le même rôle que le CP, sauf qu'on l'ajoute à la fin d'un symbole OFDM et qui contient une copie du début du signal OFDM (voir figure 2.14) [4].

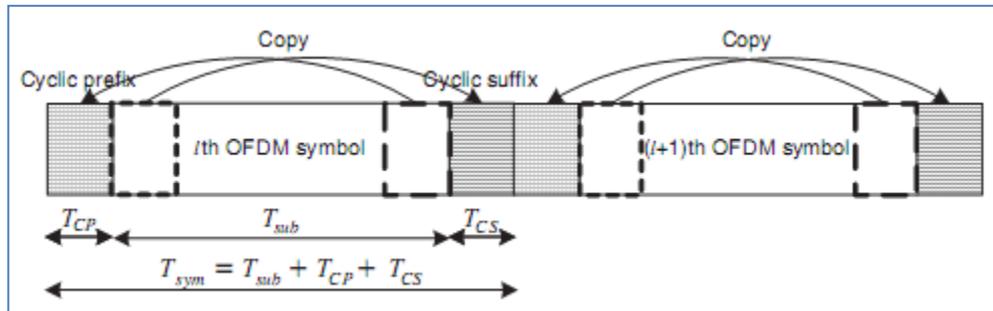


Figure 2.14 : symbole OFDM avec CP et un CS [4].

L'intervalle de garde est ajouté dans le domaine temporel et son essentiel rôle est de prévenir aux ISI, par contre une bande de garde est ajoutée dans le domaine fréquentielle qui a pour but l'élimination d'ICI du signal OFDM.

2.3.4 Synchronisation

Avant de pouvoir démoduler les sous-porteuses, un récepteur doit effectuer deux synchronisations. D'une part, il doit déterminer les limites du signal et l'instant optimal d'échantillonnage afin de minimiser les effets de l'interférence entre symboles et de l'interférence entre porteuses. D'autre part, il doit estimer et corriger le décalage fréquentiel (offset) responsable d'interférence entre porteuses. Ce décalage fréquentiel résulte de la différence entre les fréquences des oscillateurs de l'émetteur et celui du récepteur.

3.4 Avantages et inconvénients de la technique OFDM :

Les avantages de la technique OFDM sont :

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du IFT et IFFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.

Les inconvénients de la technique OFDM sont :

- Les signaux multi-porteuses ont un coefficient PAPR (Peak to Average Power ratio, voir section 2.4.2) élevé, ce qui nécessite l'utilisation des amplificateurs à haute linéarité.
- La perte dans l'efficacité spectrale due à l'addition d'un intervalle de garde.

- La sensibilité à l'effet Doppler est supérieure par rapport aux systèmes de modulation mono-porteuse.
- Une synchronisation parfaite en temps et en fréquence est nécessaire.

3.5. Principe de base du COFDM :

Un des grands inconvénients des techniques OFDM est leur manque inhérent de diversité. Les schémas OFDM ont sacrifié la diversité des schémas mono-porteuses au profit d'une égalisation simplifiée. En effet, lorsque qu'une sous-porteuse est affectée d'une atténuation, l'information émise sur cette porteuse est irrémédiablement perdue. En pratique, des schémas OFDM codés connus sous le nom de COFDM (Coded OFDM) sont utilisés pour remédier à ces inconvénients.

Parmi les systèmes utilisant le COFDM, on peut énumérer :

- le Digital Audio Broadcasting DAB.
- le Digital Video Broadcasting DVB.
- HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a/b/n pour les réseaux locaux sans fil.
- WiMAX/IEEE 802.16 pour les réseaux MAN sans fil.

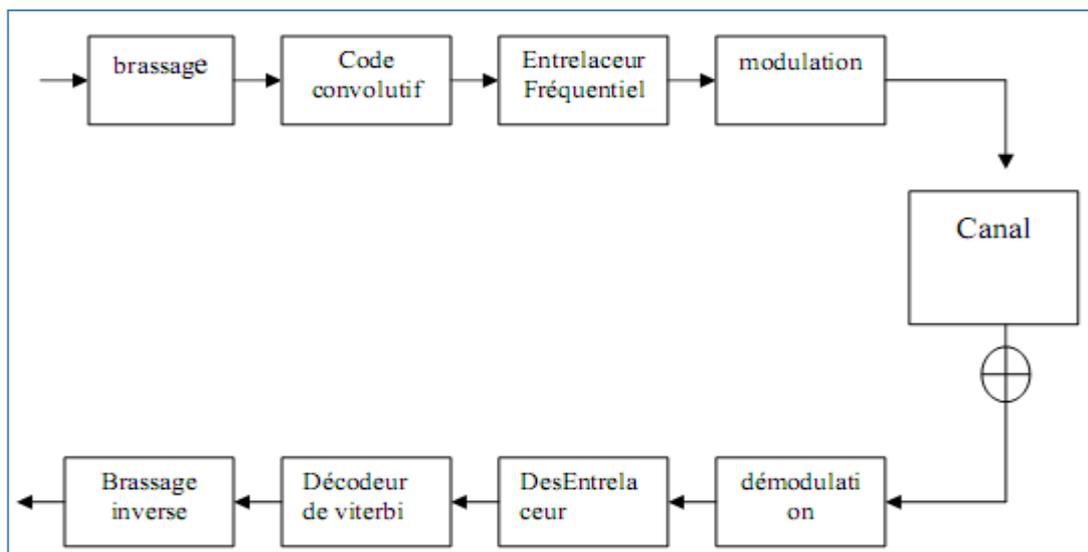


Figure 2.15 : Principe de base d'un système COFDM :

Un système COFDM est constitué de différents blocs, représenté sur la figure 2.15.

- **Bloc de brassage (*scrambler*, en anglais) :** Ce bloc est incorporé en début de chaîne de transmission afin de répartir l'énergie sur l'ensemble des bits. Ceci évite de longues suites de 0 ou 1 qui pourraient créer des raies dans le spectre. Cette opération est effectuée en multipliant le signal par la sortie d'un générateur pseudo-aléatoire.
- **Bloc de code convolutif :** Comme il convient de renforcer la protection de bits quand à des erreurs éventuelles, un code convolutif est utilisé. Le rôle du code convolutif est de lier les bits entre eux pour retrouver la valeur de chacun cas de transmission erronée. Dans le cadre de la norme HiperLAN/2, DVB et IEEE

802, le codeur, donné par la figure 2.16, est utilisé. C'est un codeur convolutif de longueur de contrainte 7. Chaque bit incident va générer 2 bits sortant et sera lié aux 6 bits précédents (la longueur de contrainte est le nombre de registres augmenté d'une unité). Le rendement du codeur est de 1/2 puisque pour 1 bit d'entrée, nous avons 2 bits de sortie. Le bit X de sortie est un « ou exclusif » entre les bits 1, 2, 3, 4 et 7 alors que le bit Y de sortie est un « ou exclusif » entre les bits 1,3 4, 6 et 7.

- Bloc de poinçonnage (*puncturing*, en anglais) :** Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est souvent utilisé (voir Figure 2.17). Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Dans le cas d'un taux de codage 3/4, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, le poinçonnage n'en transmettra que 4 au lieu des 6 bits habituels. Au niveau du décodeur, les bits non transmis sont remplacés par la valeur 0 et les erreurs dues au poinçonnage n'affectent pas trop en général les performances du système. L'intérêt du poinçonnage est de pouvoir modifier le rendement des codes sans pour autant mettre en place un nouveau code convolutif.

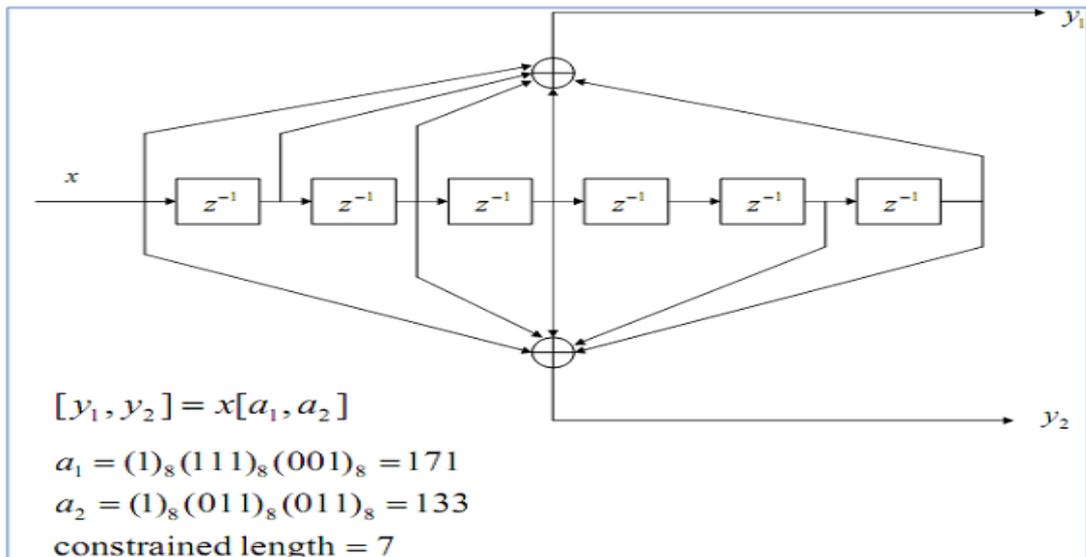


Figure 2.16 : Codage convolutif 1/2.

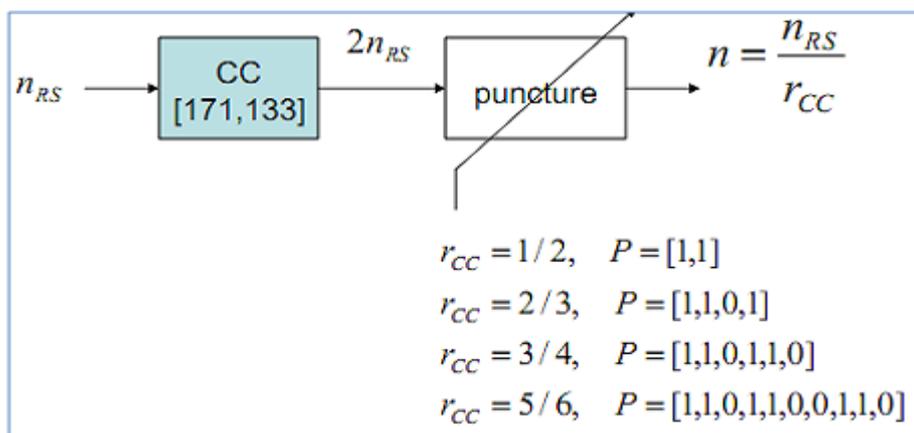


Figure 2.17 : Vecteur P pour différents taux de codage du code convolutif.

- **Bloc entrelaceur (*interleaving*, en anglais) :** En sortie du codeur convolutif, un entrelaceur fréquentiel est utilisé. L'entrelaceur « éparpille » les bits contenant la même information sur plusieurs porteuses. En pratique, l'entrelaceur est une table qui fait correspondre à chaque bit une position sur une porteuse donnée. S'il y a suffisamment de porteuses fréquentielles indépendantes, il est alors possible de récupérer et reconstituer l'information à partir des échantillons n'ayant pas subi d'atténuation. Ceci permet de corriger une longue suite de bits consécutifs erronés. Dans ce contexte, la diversité est apportée par l'utilisation conjointe de codage et d'entrelacement.
- **Bloc modulateur :** En sortie de l'entrelaceur, les bits sont modulés sous forme de symboles tel que BPSK, QPSK, QAM 16 ou QAM 64. En fonction de la taille de la constellation émise, le débit sera modifié.
- **Réception :** Au niveau du récepteur, le signal reçu, après démodulation FFT, est désentrelacé selon la table de correspondance de l'émetteur. Des métriques tenant compte de la constellation des symboles émis et de l'évanouissement sur chaque porteuse sont alors calculés. Ces métriques sont utilisées par le décodeur de Viterbi pour corriger les erreurs : les bits n'ayant pas subi d'atténuation ou amplifiés auront plus de poids dans le décodage que les bits issus de porteuses à faible gain. Aucune égalisation à proprement dite n'est effectuée et le décodage est un décodage du maximum de vraisemblance grâce à l'algorithme de Viterbi. On peut noter que les performances s'améliorent avec la longueur de contrainte du code et la taille de l'entrelaceur. Mais ceci peut conduire à des treillis au niveau du décodeur de Viterbi très complexe et des délais de décodage importants. Enfin, en sortie du décodeur, les paquets d'information sont débarrassés.

Conclusion :

Nous avons présenté la modulation par répartition orthogonale de fréquence, qui pourrait être considérée comme technique de modulation ou d'accès multiple. Les caractéristiques principales qui définissent un système OFDM sont:

- le nombre de sous porteuses,
- le nombre de points du FFT,
- largeur de bande, durée de symbole, l'intervalle de garde et type de modulation.
- D'autres paramètres relatifs qui sont: le nombre et la position des pilotes de porteuses, la durée de la FFT...

Dans le premier chapitre nous avons présenté les imperfections existantes dans le canal radio mobile, qui rend une transmission sans fil plus difficile. La transmission mono-porteuse est limitée en terme du débit de transmission, ce qui pose problème au système de transmission à haut débit. La technique OFDM, que nous avons présenté dans le présent chapitre, c'est une solution pour combattre l'ISI et destinée pour des transmissions hauts débits, de ce fait, elle est adoptée dans différents standards. C'est ces applications de l'OFDM que nous étudions dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Applications de l'OFDM

Introduction :

Dans un environnement caractérisé par des échos, d'atténuation et de la mobilité, Les systèmes de transmission mono porteuse ne permettent pas des transmissions hauts débit. Tandis que, l'utilisation de la technique OFDM (voir chapitre 2) le permet. L'OFDM est largement adoptée dans les systèmes de radio et télédiffusion numérique et dans les réseaux de communications sans fil.

Notre étude vise la couche physique des systèmes suivant

- systèmes de radio diffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting)
- télédiffusion numérique par voie terrestre DVB-T, (Digital Video Broadcasting-terrestrial).
- Réseaux de communications sans fil LAN (WiFi/IEEE 802.11x).
- Réseaux de communications sans fil MAN (WiMAX/IEEE 802.16x).

3.1 Radio diffusion numérique DAB :

DAB est un système de radiodiffusion numérique, C'est la plus avancée dans les systèmes de radiodiffusions, à savoir, les systèmes analogiques à base de la modulation de fréquence FM ou d'amplitude AM. DAB offre une meilleure qualité sonore, plusieurs programmes et services informatifs. Exploitable par des récepteurs fixes, mobiles ou portables, qui utilisent des simples antennes.

La bande VHF est une ressource rare, donc il faut une technique de modulation qui exploite le mieux le spectre d'une modulation FM. Ceci est atteint par DAB qui multiplexe plusieurs programmes (d'une PCM 24 KHz/48 KHz) dans un ensemble, de bande passante de 1.536 MHz, où le nombre de programmes par ensemble est flexible et dépend de la largeur du bande requit par chaque programme [30].

3.1.1 Historique :

En 1986 certaines organisations de France, d'Allemand, d'UK, et de Netherlands signent un agrément pour un développement des nouveaux standards, avec ça *Eureka 147* été né. La radio diffusion numérique DAB été développé en 1990 par le consortium européen *Eureka 147*. Le processus de standardisation fut lancé par l'UIT (Union International de télécommunication) et ETSI (Institut européen de standardisation en télécommunication). Au début, plusieurs buts, pour DAB, ont été fixés (meilleure qualité du son, possibilité d'une

réception en véhicule, faible puissance de transmission...). Des méthodes de transmission sont définies (Système à modulation COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex), réseau SFN.... Le signal audio est compressé et codé par MPEG II layer 2 (Moving Pictures Expert Group).

En 1995 ETSI adopté DAB comme le seul européen standard pour la radio numérique. Ce standard est accepté dans tout le monde, sauf, USA qui a adopté l'IBOC (In-Band-On-Channel), et même le Japon qui a adopté l'ISDB-T (Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting) [26].

3.1.2 Principe du système DAB :

Le principe d'un système DAB est illustré dans la figure 3.1. Le système de transmission DAB peut être divisé en plusieurs sous blocs fonctionnels qui contribuent à la production du signal final à transmettre.

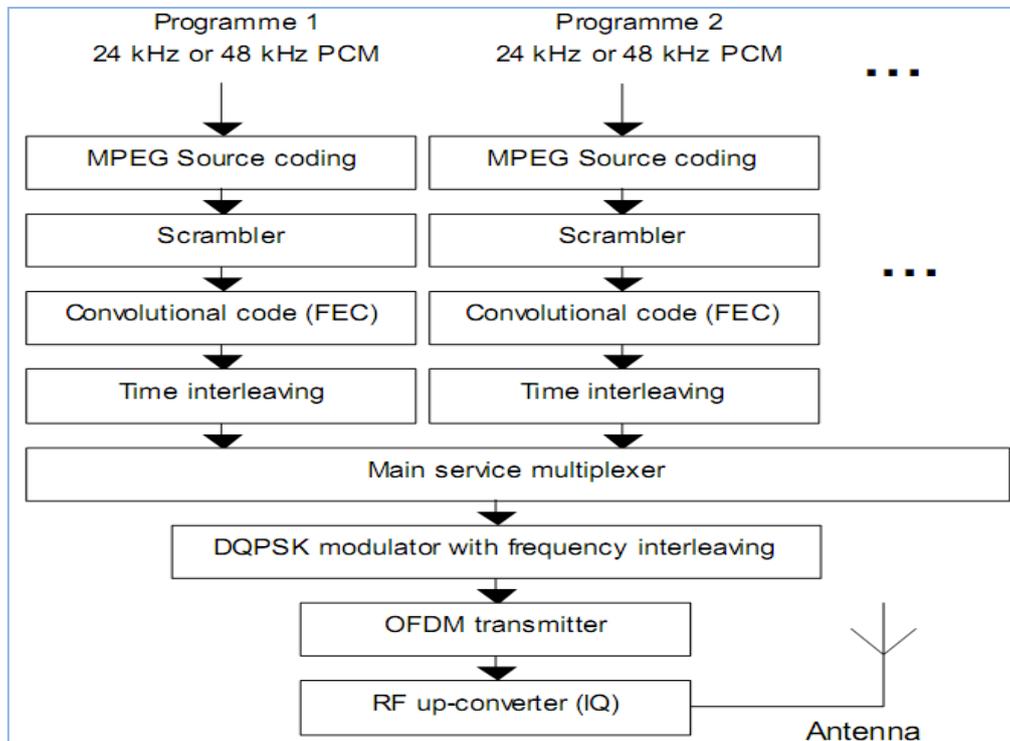


Figure 3.1 : Schéma simplifié d'un système de transmission DAB [30].

A l'entrée du système, le signal analogique (audio et données) est codé en MPEG 2 layer-2 et ensuite brouillé (scrambled). Afin d'assurer une dispersion d'énergie appropriée au niveau de l'émetteur, l'entrée de bloc « *Scrambler* » doit être brouillée par un ou exclusif des données avec la séquence binaire pseudo aléatoire PRBS (pseudo-random binary sequence) [15], qui utilise un polynôme de degré 9 : $G(x) = x^9 + x^5 + 1$.

Le flot binaire brouillé, passe dans le bloc suivant, FEC (Forward Error Correction), qui emploie le code convolutif, avec un grand choix selon le poinçonnage utilisé, le taux de codage

est dans l'étendu 0.25-0.88. Le flux de bits codé, est ensuite, l'entrée de bloc « *Time interleaver* » (entrelacement en temps) puis est multiplexé avec d'autres programmes, pour former la voie principale de services **MSC** (Main Service Channel) et ceci dans le bloc « *Main service multiplexer* ». La sortie du multiplexeur est combinée avec la voie d'information rapide **FIC** (Fast Information Channel) pour former une trame, DAB, complète. Puis une modulation QPSK différentielle (DQPSK) et un entrelacement fréquentiel, des sous porteuses dans la trame, auront lieu. Le signal ensuite passe par le bloc « *OFDM transmitter* » afin de générer un signal DAB prêt à transmettre.

3.1.3 Vue d'ensemble technique :

L'institut ETSI a donné les normes (EN 300 401) complètes, caractérisant le signal DAB à transmettre.

Le système Eureka 147 DAB consiste en trois principaux éléments :

- Codage de source.
- Codage de canal, multiplexage et transmission de trame.
- Modulation COFDM.

3.1.3.1 Codage de source :

Dans le codage de source c'est le MPEG layer 2 qui est employé, ce codage utilise le principe de masquage psycho-acoustique, tout en exploitant les caractéristiques de perception de l'oreille humaine. Cette technique réduit considérablement le débit binaire (bit rate) de 768 Kbit/s à 100 Kbit/s pour un canal mono, tout en maintenant la bonne qualité du son que fournit le système DAB [15].

Pour une fréquence d'échantillonnage de 48 KHz, la trame audio résultante, correspond à une durée de 24 ms d'audio et ça en concordance avec le standard ISO/IEC 11172-3 Layer II. Pour une fréquence d'échantillonnage de 24 KHz, la trame audio résultante, correspond à une durée de 48 ms d'audio et ça en concordance avec le standard ISO/IEC 11172-3 Layer II LSF.

3.1.3.2 Codage de canal, multiplexage et transmission de trame :

Le système DAB permet une protection contre les erreurs en ajoutant de la redondance par voie d'un codage convolutif associé de l'opération de poinçonnage, afin d'obtenir le taux de codage souhaité, Le code convolutif mère 1/4 (sans poinçonnage), a une contrainte de longueur 7 et une forme octale de générateur polynômiale donnée par 133, 171, 145 et 133 (voir figure 3.2).

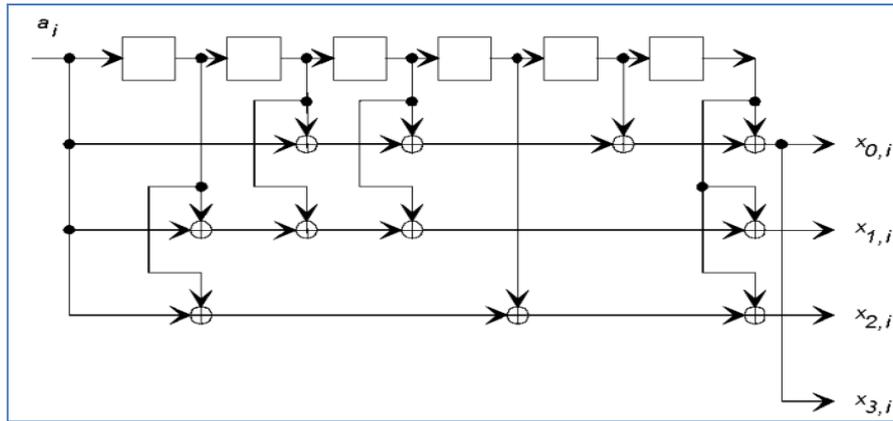


Figure 3.2 : le codage convolutif d'un système DAB.

Donc, pour chaque bit a_i en entrée, le codeur produit quatre (4) bits en sortie, donnés par :

$$\begin{aligned}
 X_{0,i} &= a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6} \\
 X_{1,i} &= a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-6} \\
 X_{2,i} &= a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-6} \\
 X_{3,i} &= a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6}
 \end{aligned}$$

Avec $i=0, 1, \dots, I+5$. Le paramètre I dépend de débit binaire de signal audio.

Le système DAB offre 14 différents vitesses de transmission de données, entre 32 et 384 Kbps. Les profils de protection pour toutes ces vitesses de transmission sont regroupés en cinq (5) niveaux de protection, PL1 (Protection Level) à PL5. PL1 est le niveau de protection le plus robuste, PL5 est le moins robuste. Tous ces niveaux, sauf PL5, sont conçus pour les récepteurs mobiles.

Comme nous l'avons déjà discuté dans la sous section 3.1.2, Un programme est initialement codé, protégé contre les erreurs (FEC) et ensuite entrelacé dans le domaine temporel. Ce processus est appelé multiplexage. Dans le système DAB, plusieurs programmes sont multiplexés dans un ensemble de largeur de bande 1.536 MHz.

La structure d'une trame DAB est illustrée dans la figure 3.3.

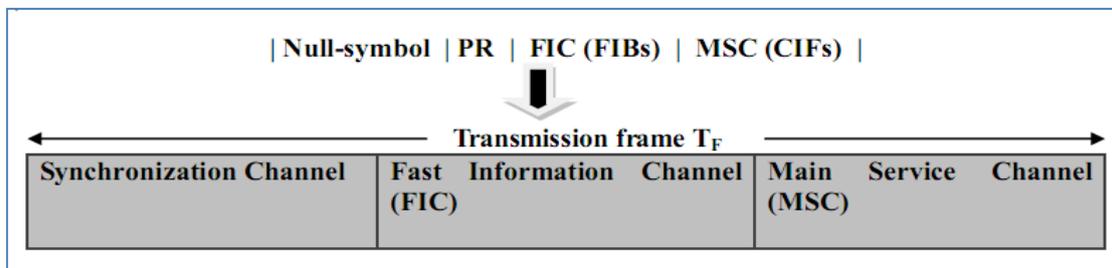


Figure 3.3 : structure d'une trame DAB [26].

Le premier symbole est la voie de synchronisation qui consiste en un symbole nul est un autre pour une référence de phase. Le symbole suivant doit être la voie FIC et le dernier symbole est la voie MSC. Le MSC forme la charge utile de la trame DAB.

- PR (Phase Reference symbol) : symbole pour référence de phase.
- FIC (Fast Information Channel) : la voie d'information rapide.
- FIB (Fast Information Block) : le bloc d'information rapide.
- MSC (Main Service Channel) : la voie principale de service.
- CIF (Common Interleaved Frame) : trame commun entrelacées.
- CU (Capacity Unit) : unité de capacité.

1 CU=64 bits, 1 CIF=864 CU= 55.269 Kbits, 1 FIB=256 bits.

La période T_F de chaque trame DAB est d'une durée 24 ms ou le multiple de cette valeur. Le signal émis est élaboré sur la base d'une trame formée de composantes multiplexées dans le temps et contenant trois voies, voie de synchronisation, MSC, FIC :

- **La voie de synchronisation** : elle consiste en deux symboles OFDM, un premier symbole qui est nul, un deuxième symbole OFDM pour la référence de phase. La voie de synchronisation contient les mécanismes de base de la commande de récepteur.
- **La voie principale de service (MSC)** : celle-ci est utilisée pour transporter les Données audio et de service. Le niveau de protection dû au codage convolutif soit fixe ou variable. Chacune des sous voies de MSC transporte des données associées au programme. La capacité de la voie MSC est de 2.304 Mbps.
- **La voie de l'information rapide (FIC)** : elle transporte l'information de configuration du multiplex, information sur le service. Le niveau de protection dû au codage convolutif est fixé en permanence. Les données de FIC ne sont pas soumises à l'entrelacement temporel.

3.1.3.3 Modulation COFDM :

L'avantage principal d'un système DAB développé par Eureka 147, est son habilité de délivrer une bonne qualité de son (presque une qualité d'un CD) pour les récepteurs mobile, sous différents conditions dans le canal de transmission. Et ça par l'utilisation de la technique de modulation COFDM. C'est le cœur de la radiodiffusion numérique. La modulation COFDM combine la technique OFDM avec le codage convolutif et dans ce sens le système peut exploiter la diversité temporelle et fréquentielle. Ceci est atteint par un entrelacement dans le domaine temporel et fréquentiel [8].

3.1.4 Signal de transmission DAB :

Comme nous l'avons déjà dit, un signal DAB émis, est élaboré sur la base d'une trame formée de composantes multiplexées dans le temps et contenant trois voies, voie de synchronisation, MSC, FIC. La durée d'une trame est T_F . Chaque trame consiste en une séquence de symboles OFDM. Le nombre de symboles OFDM par trame dépend de mode de

transmission (ces modes seront expliqués dans la sous section 3.1.5). Les deux premiers symboles sont réservés pour la synchronisation [27].

Le standard définit que le premier symbole doit être nul de durée T_{nul} et le reste de la trame est constitué en symboles OFDM d'une durée T_s . l'espacement entre porteuses, pour chaque symbole OFDM, est $1/T_u$.

Le signal, principal, de transmission DAB $s(t)$ est donné par la formule suivante :

$$s(t) = \Re e \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^L \sum_{k=-K/2}^{K/2} z_{m,l,k} \cdot g_{k,l}(t - mT_F - T_{Null} - (1-l)T_s) \right\}$$

$$\text{Avec : } g_{k,l} = \begin{cases} 0 & l=0 \\ e^{j2\pi k(t-\Delta)/T_u} \cdot \text{Rect}(1/T_s) & l=1, 2, \dots, L. \end{cases}$$

Et $T_s = T_u + \Delta$.

Les différents paramètres et variables sont définis :

- L le nombre de symboles OFDM par trame (sans compter le symbole nul).
- K le nombre de porteuses transmises.
- T_F la durée d'une trame de transmission.
- T_{NULL} la durée de symbole nul.
- T_s la durée des symboles OFDM (1 jusqu'à L).
- T_u l'inverse de l'espacement entre porteuses.
- Δ la durée de l'intervalle de garde.
- $z_{m,l,k}$ c'est le symbole complexe D-QPSK, associé avec la porteuse k et le symbole OFDM 'L' durant la trame de transmission 'm'. pour $k=0$, $z_{m,l,k}=0$, dans la porteuse centrale n'est pas transmis.
- f_c c'est la fréquence centrale de signal.

Tous ces paramètres sont donnés dans le tableau 3.2, pour chaque mode de transmission.

3.1.5 Modèles DAB et paramètres du système :

Le système DAB Eureka 147 a quatre (04) modes de transmission nommés : mode-I, mode-II, mode-III et mode-IV, chacun a ses propres paramètres. L'utilisation de ces modes dépend de la configuration réseaux et les fréquences opérationnelles. Ceci permet au système DAB d'opérer dans une gamme de fréquence étendue, de 30 MHz à 3 GHz [27].

Comme nous l'avons déjà mentionné, une trame DAB consiste en FICS lequel constitué des FIBs et MSC lequel constitué des CIFs. Le tableau 3.1 donne le nombre de FIBs et CIFs pour chaque mode de transmission :

Mode de transmission	La durée de la trame (ms)	Nombre de FIBs par trame	Nombre de CIFs par trame
I	96	12	4
II	24	3	1
III	24	4	1
IV	48	6	2

Tableau 3.1 : nombre de FIBs et CIFs par trame pour chaque mode de transmission.

Le tableau 3.2 illustré ci-dessous donne les détails du système DAB pour les quatre modes de transmission. Les valeurs des différentes durées sont données comme multiples de la période élémentaire $T=1/2048000$ second.

Tous les modes de transmission, cités avant, emploient une même bande passante : 1.536 MHz.

Parametres	Mode de transmission-I	Mode de transmission II	Mode de transmission III	Mode de transmission IV
K	1536	384	192	768
L	76	76	153	76
TF	196608 T 96 ms	49152 T 24 ms	49152 T 24 ms	98304 T 48 ms
TNULL	2656 T 1,297 ms	664 T 324 μ s	345 T 168 μ s	1328 T 648 μ s
Ts	2552 T 1246 ms	638 T 312 μ s	319 T 156 μ s	1276 T 623 μ s
Tu	2048 T 1 ms	512 T 250 μ s	256 T 125 μ s	1024 T 500 μ s
Δ	504 T 246 μ s	126 T 62 μ s	63 T 31 μ s	252 T 123 μ s
Max RF	375 MHz	1.5 GHz	3 GHz	750 MHz
Space entre sous-porteuses	1 kHz	4 kHz	8 kHz	2 kHz
Taille de la FFT	2048	512	256	1024

Tableau 3.2 : parametres de système DAB pour chaque mode de transmission.

✓ Mode de transmission-I :

Est désigné pour des larges zones de couverture. Est souhaitable pour des réseaux SFN (single frequency networks) opérant à des fréquences inférieures à 300 MHz (VHF Bande-III).

✓ Mode de transmission-II :

Est désigné pour un système DAB terrestre, pour des moyennes ou petites zones de couvertures (radio locale et régionale). Opérant à des fréquences inférieures à 1.5 GHz (UHF Bande- L).

✓ Mode de transmission-III :

Est désigné pour une transmission par câble et par satellite, Opérant à des fréquences inférieures à 3 GHz (UHF Bande- L).

✓ Mode de transmission-IV :

Est utilisé pour une couverture sans failles (sans coutures) des zones larges par des réseaux SFNs opérant dans la bande-L.

Dans ce chapitre nous avons abordé les notions théoriques du système DAB Eureka 147. Nous avons présenté le principe de base et l'ensemble technique d'un système DAB. Nous avons, aussi, décrit l'utilisation de l'OFDM dans les systèmes DAB comme technologie clé et incontournable.

Dans la section 3.2, nous présentons une autre application de la technique OFDM connue sous le nom de DVB.

3.2 Télédiffusion numérique DVB :

Digital Video Broadcasting (ou DVB), soit « diffusion vidéo numérique », est une norme de télévision numérique édictée par le consortium DVB, organisme européen, mais utilisée partout dans le monde, sauf pour la télévision terrestre dans quelques pays dont les États-Unis d'Amérique et Canada (où la norme ATSC prédomine) et le Japon (autre norme) [34].

Les normes DVB sont définies par l'ETSI: the European Telecommunications Standards Institute. Les différents standards de DVB sont donnés par :

- DVB-C : diffusion sur tous réseaux câblés.
- DVB-S : diffusion sur satellite.
- DVB-T : diffusion sur un réseau terrestre.
- DVB-H, (H=Handheld ») : diffusion vers téléphonie portable, dérivé de DVB-T

Le DVB-S2 est une nouvelle norme pour la modulation satellite. L'efficacité de la modulation s'approche de la meilleure efficacité théorique, celle donnée par le Théorème de Shannon. Le DVB-S2 proposera MPEG-4 AVC comme norme de codage de la vidéo.

Le DVB-T2 est une nouvelle norme pour la modulation terrestre.

Dans les diffusions sur satellites et réseau câblé il n'y a pas présence de multi-trajets, mais plus au moins d'atténuation. A travers une transmission hertzienne le multi-trajets est le problème majeur, donc une modulation OFDM est nécessaire. Pour cette raison, Nous intéressons, dans ce qui suit, au standard DVB-T (voir Annexe : comparaison entre DVB-T et DVB-T2).

Il existe deux modes de transmission pour le DVB, à savoir, 2K et 8K, et chacun a ses propres paramètres. Nous présentons le standard DVB-T pour les deux modes.

3.2.1 Principe de système DVB-T :

Le principe de base d'un émetteur du standard DVB-T est illustré dans la figure 3.4. Les fonctions principales de ce bloc seront expliquées. Le récepteur DVB-T effectue les opérations inverses de l'émetteur pour l'extraction de l'information utile

L'émetteur DVB-T est défini à l'aide de blocs fonctionnels qui réalisent l'adaptation des signaux de télévision (en bande de base) en sortie des multiplexeurs vers les signaux de télévision de type passe bande. Cette adaptation est réalisée par le macro-bloc d'adaptation au canal de transmission terrestre, nommé (*Terrestrial channel adapter*, voir la figure 3.4). Le codage de source et le multiplexage sont réalisés à l'aide le macro-bloc nommé (*Source coding and multiplexing*, voir la figure 3.5) [34].

Le PRBS utilisé dans les cas du standard DVB est un polynôme d'ordre 15 : $G(x) = X^{15} + X^{14} + 1$.

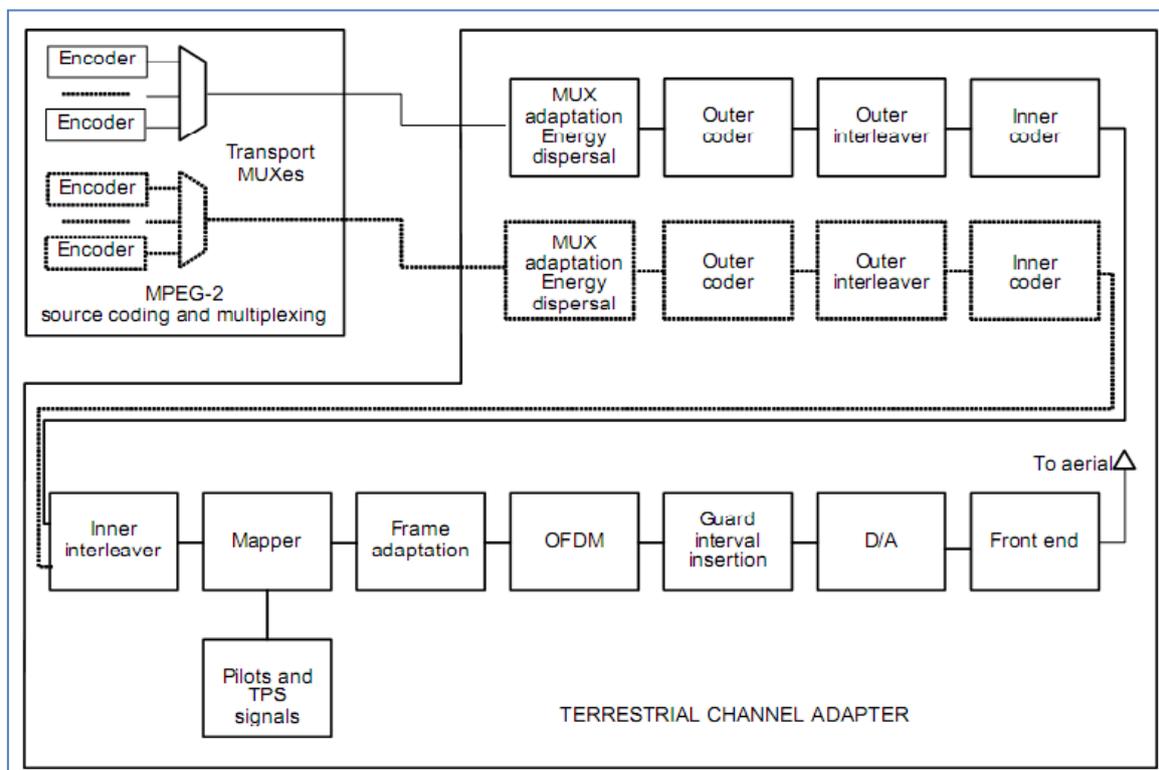


Figure 3.4 : Bloc émetteur d'un standard DVB-T [33].

Le bloc « *sreambler* » a le même rôle que dans le DAB. Les données vidéo comprimées de la DVB-T sont plus sensibles aux erreurs, ce qui fait que le BER résiduel à la sortie du décodeur de Viterbi est trop élevé. La DVB-T comporte donc un second niveau de codage des erreurs, appelé codage « externe » puisque, sur le schéma global, il entoure le codage convolutionnel (« interne »). Les données à transmettre sont tout d'abord codées à l'aide d'un code Reed-Solomon, entrelacées par un entrelaceur « externe » supplémentaire et enfin transmises au codeur convolutif « interne » puis un deuxième entrelacement (inner interleaver) s'effectue. Dans le récepteur, le décodeur de Viterbi est suivi par un entrelaceur externe et le décodeur R-S externe. Le décodeur R-S utilise des décisions formelles, mais peut limiter

considérablement le BER, malgré la redondance supplémentaire très restreinte ajoutée dans l'émetteur.

3.2.3 Ensemble technique de DVB-T :

Dans les systèmes de diffusion numériques Audio/Vidéo nous sommes contraints de passer par trois opérations essentielles, le codage de source, le codage de canal et modulation. Nous citons, dans ce qui suit, ces différentes fonctionnalités.

3.2.3.1 Codage de source et multiplexage :

La norme SDTV (télévision à définition standard) nécessite un débit binaire de 270 Mbit/s par flux de données vidéo. Le standard HDTV nécessite, quant à lui, un débit de 1 Gbit/s par flux de données vidéo. La compression est donc primordiale pour utiliser de manière optimale les bandes de fréquences nécessaires à la transmission des flux de données vidéo. Avec le codage MPEG layer 2 il est possible d'atteindre des débits de 2 à 7 Mbit/s. La redondance dans l'information est enlevée, du fait que l'œil humain est moins sensible aux variations de chrominance qu'aux variations de luminance. La composante de chrominance est ainsi sous-échantillonnée par rapport à la composante de luminance. De plus, grâce au multiplexage temporel, il est possible de transmettre jusqu'à cinq canaux compressés par fréquence d'émission (bande de passante de 6, 7 ou 8 MHz). Le résultat de l'opération de multiplexage est appelé multiplex DVB-T.

3.2.3.2. Codage de canal :

Une transmission DAB nécessite un codage du canal afin de protéger mieux l'information. Ceci est effectué après ajout d'une redondance à travers les blocs « *codeur Reed Solomon* », « *codeur convolutif* » et « *poinçonnage* ».

- **Code Reed-Solomon :** Le code de R-S utilisé dans le standard DVB-T est un code R-S(204, 188, $t = 8$). Des trames de 188 bytes de données sont encodées à l'aide d'un codeur de R-S et ressortent avec une taille de 204 bytes. 16 bytes de redondance sont donc ajoutés au signal utile ce qui permet une capacité de correction t de 8 bytes [34].
- **Entrelacement interne :** Afin de rendre plus efficace la correction par le codage Reed-Solomon, on disperse les erreurs au moyen d'un entrelaceur. A la réception, l'ordre initial des échantillons est rétabli, ce qui a pour effet de diviser les paquets d'erreurs en erreurs isolées et de faciliter la correction. L'entrelacement n'augmente pas la capacité de correction mais seulement son efficacité.
- **Code convolutif :** Le code convolutif pour un standard DVB-T est d'une longueur de contrainte de 7 et un générateur polynomial de coefficients $g_1=133$ et $g_2=117$, donc un taux de codage est $1/2$. Pour augmenter le taux de codage pour les différents

besoins de la transmission, un bloc de poinçonnage fait l'opération de la manière avec laquelle indiquée dans le chapitre 2.

- **Entrelacement externe** : Dans le pire des cas, les informations transmises par des porteuses tombant dans des trous du canal ne sont pas reçues. On constate que les porteuses suffisamment éloignées en fréquence ne sont pas affectées de la même façon. L'idée est de répartir les informations successives sur des porteuses éloignées les une des autres dans le souci d'éviter les longues suites d'erreur.

3.2.3.3 Modulation pour DVB-T:

La technique de modulation utilisée dans le standard DVB-T est l'OFDM vu sa robustesse contre le multi-trajets. Pour une modulation DVB-T, QPSK et 16-QAM, 64-QAM peuvent être adoptées. Le DVB-T utilise une modulation hiérarchique ou non hiérarchique. Comme les constellations peuvent être soit uniforme (espace entre deux points, de même quadrant et deux différents quadrants, de la constellation est uniforme) soit non-uniforme (l'espace entre deux points n'est pas uniforme).

Le type de mode de modulation est donné par le paramètre de modulation α :

- $\alpha=1 \Rightarrow$ modulation non-hiérarchique.
- $\alpha=2,4 \Rightarrow$ modulation hiérarchique.

3.2.4. Structure de la trame de transmission :

Le signal transmis est organisé en trames (voir figure 3.5). La durée de chacune est de T_F , et constituée de 68 symboles OFDM. Un ensemble de 4 frames constitue une Super-frame. Le nombre total de sous porteuses utilisées est $K=1705$ porteuses dans le mode 2K et $K=6817$ porteuses dans le mode 8K. La durée d'un symbole OFDM est T_s , il est composé de deux partie, une partie utile de durée T_u et un intervalle de garde d'une durée Δ . Quatre valeurs de l'intervalle de garde peuvent être utilisées (voir tableau 3.4). Tous les symboles OFDM contiennent des données et des informations de référence.

Une trame OFDM, En plus des pilotes qui transportent des données dans un symbole, contient :

- Porteuses pilotes diffuses.
- Porteuses pilotes continues.
- Porteuses TPS.

Le détail sur ces différents types de porteuses est donné dans la section 3.2.6.

Les porteuses sont indexées par $k \in [K_{\min}; K_{\max}]$ et déterminée par $K_{\min}=0$ et $K_{\max}=1704$ pour le mode 2K et $K_{\max}= 6816$ pour le mode 8K. l'espacement entre sous porteuses est $1/T_u$ tandisque l'espacement entre la porteuse d'indice K_{\min} et celle d'indice K_{\max} est donné par $(K-1)/T_u$.

Les valeurs numériques des paramètres de l'OFDM pour les modes 2K et 8K et pour une bande passante 8 MHz, sont donnés le tableau 3.3.

Paramètres	Mode 2K	Mode 8K
Nombre de sous porteuses	6 817	1 705
Valeur K_{min}	0	0
Valeur K_{max}	6 816	1 704
La durée T_u	896 μs	224 μs
Espacement entre sous porteuses $1/T_u$	1 116 Hz	4 464 Hz
Espacement entre sous porteuses K_{min} et K_{max} $(K-1)/T_u$.	7,61 MHz	7,61 MHz

Tableau 3.3 : valeurs numériques des paramètres de l'OFDM pour les modes 2K et 8K.

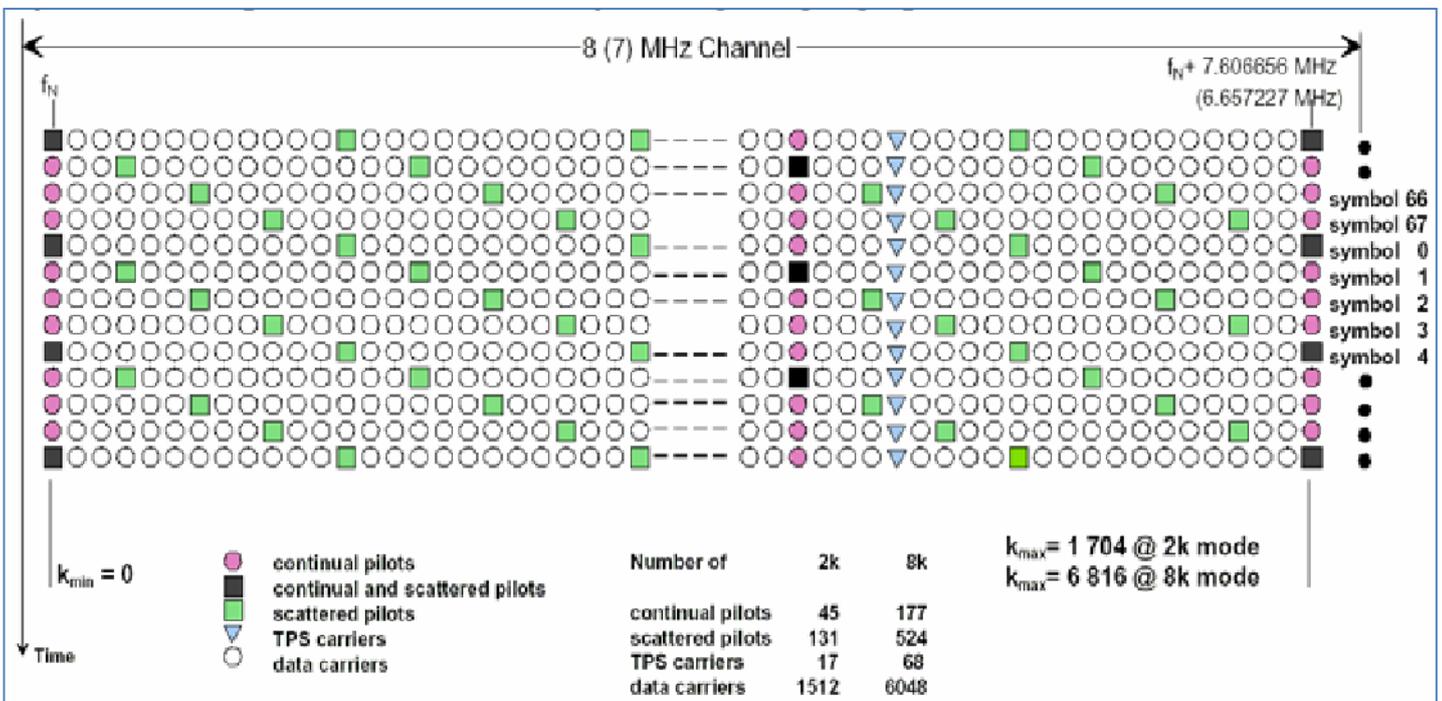


Figure 3.5 : structure de la trame de transmission du standard DVB-T.

3.2.5 Signal de transmission DVB :

Le signal de transmission DVB est présenté sous forme des trames, chacune contient 68 symboles OFDM. Le signal transmis est décrit par l'expression suivante :

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=k_{min}}^{k_{max}} c_{m,l,k} \cdot \psi_{m,l,k}(t) \right\}$$

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j\pi \frac{k'}{Tu} (t - \Delta - l \cdot T_s - 68 \cdot m \cdot T_s)} & (l + 68 \cdot m) \leq t \leq (l + 68 \cdot m + 1) T_s \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Avec

Où

- k k^{ième} porteuses ;
- l le l^{ième} symbole OFDM ;
- m m^{ième} trame ;
- K nombre de sous porteuses ;
- Ts durée du symbole OFDM ;
- Tu inverse de l'espacement entre porteuses.
- Δ durée de l'intervalle de garde ;
- f_c porteuse pour la partie RF ;
- k' indice de la porteuse centrale k' = k - (K_{max} + K_{min}) / 2 ;
- c_{m,0,k} symbole complexe pour la porteuse k, symbole OFDM 1, dans la trame m.
- c_{m,1,k} symbole complexe pour la porteuse k, symbole OFDM 2, dans la trame m.
- ...
- c_{m,67,k} symbole complexe pour la porteuse k, symbole OFDM 68, dans la trame m.

Dans le tableau suivant, les durées sont données comme multiple de la période élémentaire T=7/64 μs pour un canal 8 MHz.

Mode	Mode 2K				Mode 8K			
Intervalle de garde	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Durée Tu	2 048 × T 224 μs				8 192 T 896 μs			
Durée d'intervalle de garde	512 T 56 μs	256 T 28 μs	128 T 14 μs	64 T 7 μs	2 048 T 224 μs	1 024 T 112 μs	512 T 56 μs	256 T 28 μs
Durée du symbole Ts	2 560 T 280 μs	2 304 T 252 μs	2 176 T 238 μs	2 112 T 231 μs	10 240 T 1 120 μs	9 216 T 1 008 μs	8 704 T 952 μs	8 448 T 924 μs

Tableau 3.4 : durée de la partie utile, de l'intervalle de garde et du symbole dans les modes 2K et 8K.

3.2.6. Types de sous porteuses dans le standard DVB :

La modulation OFDM transmet l'information à l'aide d'un nombre N de sous-porteuses orthogonales. Dans le standard DVB-T, il est possible d'utiliser 2048 ou 8192 porteuses. Dans les deux cas de figure, il existe cinq types de sous-porteuses

- Les porteuses de données utiles (1512/6048) qui servent à transporter le flux de données utiles,
- Les porteuses pilotes continues (45/177) qui servent de référence de phase pour le récepteur,

- Les porteuses pilotes diffuses (131 /524) qui permettent au récepteur de sonder et d'estimer la réponse en fréquence du canal de transmission. Leur position fréquentielle varie au cours du temps selon un motif périodique,
- Les porteuses pilotes TPS (17/68) qui contiennent des informations fondamentales à l'établissement de la connexion du récepteur comme l'ordre de la modulation (16 ou 64-QAM) ou de codage (1/2, 3/4, 5/6 ou 7/8), le mode de transmission (2K ou 8K), nombre de trames dans une super-trame.

Le nombre total de porteuses utilisées pour un symbole OFDM croit, à 2048 pour le mode 2K et 8192 8K, après insertions des porteuses virtuelles d'amplitudes nuls.

les porteuses pilotes TPS, continues et diffuses sont modulées en BPSK, modulation plus robuste que la 16-QAM, tandis que les porteuses transportant les données utiles sont modulées en 16 ou en 64-QAM. Les porteuses non utilisées ont une amplitude nulle [34].

Dans la section présente et précédente, nous avons décrit les deux systèmes de diffusion numérique terrestre DAB pour radiodiffusion numérique et DVB-T pour télédiffusion numérique qui s'appuient sur une technique de modulation OFDM pour mieux protégé l'information contre le multi-trajet, ce qui rend possible une diffusion dans des réseaux SFN. Dans la partie suivante nous présenterons d'autre standard de communication sans fil qui utilise la technique OFDM pour surmonter à différents problèmes causé par le canal de transmission.

4.1 Réseaux Local sans fil LAN:

Wi-Fi (Wireless Fidelity) est un ensemble de protocoles de communication sans fil régis par les normes du groupe IEEE 802.11 (ISO/CEI 8802-11). Un réseau Wi-Fi permet de relier sans fil plusieurs appareils informatiques au sein d'un réseau informatique afin de permettre la transmission de données entre eux selon deux modes de fonctionnement

- Mode infrastructure
- Mode ad-hoc.

Auparavant la transmission de données se fait par câble, l'ADSL est le meilleure exemple, qui permet une connexion à internet. Dans les années qui suivent, les communications sans fil prenaient place, deux standards ont été développés. L'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) a développé le standard HIPERLAN (**H**igh **PER**formance **L**ocal **A**rea **N**etwork) pendant qu'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) a établi un groupe 802.11. Le nombre 802 désigne tous les standards d'IEEE, locaux LANs et métropolitains MANs, et le suffixe 11 est choisi pour désigner les réseaux locaux sans fil WLANs (Wireless Local Area Networks). Dans quelques années, le standard IEEE 802.11 est devenu plus générale alors que HIPERLAN devient éteint [14].

IEEE 802.11 regroupe différents standards (voir le tableau 3.5) qui ne sont pas tous interopérables. Le standard original IEEE 802.11 est développé pour arriver à un débit de 1 à 2 Mbit/s, il opère dans la bande 2.45 GHz ISM (Industrial,Scientific, and Medical band). Le standard original définie deux mode : saut de fréquence FHSS (*Frequency Hopping Spread*

Spectrum) et étalement de spectre à de séquence direct DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*).

standards	Spécification
802.11 (originale)	Définie le premier standard WLAN (couche PHY et MAC)
802.11a	Définie un débit de transmission élevé (54 Mbps) dans la bande de 5 GHz
802.11b	Définie un débit de transmission élevé (54 Mbps) dans la bande de 2.4 GHz
802.11d	propose un protocole d'échange d'informations sur les fréquences et les puissances d'émission en vue d'une utilisation dans chaque région du monde, quelque soit le pays d'origine du matériel.
802.11e	Améliore la couche MAC du standard 802.11 pour supporter le service QoS (appliquer aux 802.11 a/b/g)
802.11f	traite de la standardisation des protocoles entre points d'accès (appliquer aux 802.11 a/b/g)
802.11g	Définie une extension de PHY pour un débit élevé (supérieur à 54 Mbps) dans la bande 2.4 GHz.
802.11h	Définie une MAC qui permet au standard 802.11a de satisfaire aux exigences réglementaires européennes
802.11i	Améliore la couche MAC du 802.11 pour le perfectionnement de la sécurité (appliquer aux 802.11 a/b/g)
802.11j	Améliore la couche MAC du courant standard 802.11 et PHY du 802.11a pour satisfaire à la réglementation japonaise, elle travaille dans la bande 4,9 GHz – 5.
802.11n	Améliore PHY du 802.11a et 802.11 pour débit supérieur à 600 Mbit/s, sur une portée de 50 mètres environ grâce à l'utilisation conjointe des techniques MIMO et OFDM.
802.11p	Modification du standard 802.11a pour une communication car-to-car.
802.11s	fourni un protocole pour l'auto-configuration des réseaux maillés.
802.11r	propose d'introduire des fonctionnalités supplémentaires pour permettre le saut de cellule rapide d'un BSS `a l'autre.
802.11w	Fourni des

Tableau 3.5 : les différents standards de la famille IEEE 802.11.

	Standards IEEE			
	802.11a	802.11b	802.11g	802.11n
Débit maximum	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	600 Mbps
Fréquence	5 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4/5 GHz
Modulation	OFDM	DSSS	OFDM	OFDM
Cannels (FCC/ETSI)	21/19	11/13	11/13	32/32
Ratification	1999	1999	2003	2009

Tableau 3.6 : caractéristiques de quelques standards IEEE 802.11

4.1.1 Technique OFDM pour IEEE 802.11a/g :

Dans le but d'atteindre des débits de transmission élevés, le groupe 208.11 publié, en 1999, son standard 802.11a avec une couche physique (PHY) basée sur l'OFDM (les paramètres de ce modèle sont donnés dans le tableau 3.7). Le standard est défini à opérer dans la bande 5 GHz, où une large bande est disponible, et peu d'interférences. Cependant les performances sont encore meilleures dans la bande 2.45 GHz. Pour cette raison la même PHY opère dans la bande 2.45 GHz, est introduite sous un nouveau standard IEEE 802.11g. Actuellement est le plus dominant parmi les standard WLANs. Ses principales propriétés sont les suivantes :

- Utilisation de la bande 5.15–5.825GHz (dans l'USA) pour le standard 11a et 2.4-2.27GHz pour le 11g.
- Débit de transmission inclut 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, et 54 Mbps.
- Modulation OFDM avec 64 sous-porteuses, dans lesquels 52 transportent les données utiles, modulées en BPSK/QPSK, 16 QAM ou 64 QAM.
- Bloc FEC (Forward Error Correction) utilisant un codage convolutif avec un taux de codage de 1/2, 2/3 ou 3/4.

Débit de transmission	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbit/s
Modulation	BPSK, OPSK, 16-QAM, 64-QAM
FEC	Code convolutif, K = 7
Taux de codage	1/2, 2/3, 3/4
Nombres de sous porteuses	52
Durée d'un symbole OFDM	4 μ s
Durée de l'intervalle de garde	0.8 μ s
Bande passante occupée	16.6MHz

Tableau 3.7 : les paramètres de base de la couche PHY du standard 802.11a

4.1.1.1 Bandes de fréquence attribuées:

En Amérique, les bandes de fréquences 5.15–5.25, 5.25–5.35 et 5.725–5.825 GHz, appelées bandes U-NII (*Unlicensed National Information Infrastructure*), sont utilisées dans le standard 802.11a. Ces canaux sont dénombrables, espacés de 5 MHz et les fréquences sont données selon la formule suivante :

$$\text{Fréquence centrale du canal} = 5,000 + 5 \times n_{\text{ch}} (\text{MHz})$$

Tel que $n_{\text{ch}} = 0, 1, \dots, 2000$.

La puissance de transmission dans les bandes 5.15–5.25, 5.25–5.35 et 5.725–5.825 GHz est limitée à 40, 200, et 800 mW, respectivement.

Evidemment, chaque canal de 20 MHz utilisé par 802.11a occupe quatre canaux dans la bande U-NII.

Les canaux recommandés par l'USA sont donnés dans le tableau 3.8.

Le plan des bandes passantes pour 802.11a en USA est donné par la figure 3.7:

Bande (GHz)	Puissance permise	Indice des canaux n_{ch}	Fréquence centrale (MHz)
Bande U-NII inférieure (5.15-5.25)	40 mW (2.5 mW/MHz)	36	5.180
		40	5.200
		44	5.220
		48	5.240
Bande U-NII centrale (5.25-5.35)	40 mW (2.5 mW/MHz)	52	5.260
		56	5.280
		60	5.300
		64	5.320
Bande U-NII supérieure (5.725-5.825)	40 mW (2.5 mW/MHz)	149	5.745
		153	5.765
		157	5.785
		161	5.805

Tableau 3.8 : fréquences assignées pour IEEE 802.11a en USA.

4.1.1.2 Modulation et codage :

Le standard 802.11a utilise une modulation OFDM, pour des débits de transmission élevés. Le principe de base d'un émetteur-récepteur pour 802.11a est donné dans la figure 3.8.

Dans le standard 802.11a, une modulation OFDM est spécifiée, avec 64 sous-porteuses. Généralement, dans les applications basées sur l'OFDM, choisissent un nombre de sous-porteuses puissance de 2 pour faciliter son implémentation via une IFFT. Dans les 64 sous-porteuses (64 points de la FFT), seulement 52 sont utilisées, où les 12 porteuses qui restent sont des porteuses nulles qui ne transportent aucune information utile servent d'une bande de garde. Les porteuses utiles sont indexées de -26 à 26 (voir figure 3.6). Un nombre

de 4 sous-porteuses sont utilisées comme pilotes, indexées comme suit -21, -7, 7, 21. Les pilotes doivent être modulées en BPSK avec le pseudo séquence aléatoire pour éviter les problèmes des pics spectraux. Les 48 sous-porteuses utiles, transportent les données (charge utile). BPSK, QPSK, 16QAM ou 64QAM sont tous des modulations acceptables pour modulées ces sous-porteuses. Cependant, le standard ne prévoit pas une vraie modulation adaptative dans le sens que le type de constellation diffère d'une sous porteuse à une autre. Plutôt, le système base sur la qualité de la transmission pour adapter le débit de transmission à l'état actuel du canal. Le taux d'adaptation est atteint par, soit, la modification de type de la constellation soit modifier le taux de codage pour le code correction d'erreur, ou tous les deux au même temps.

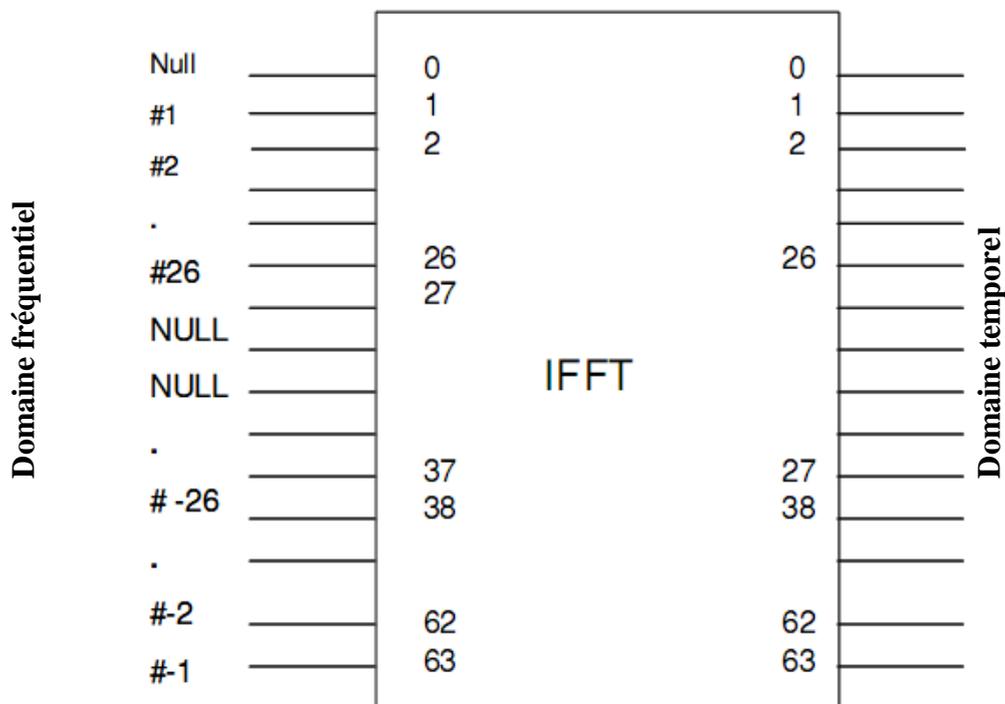
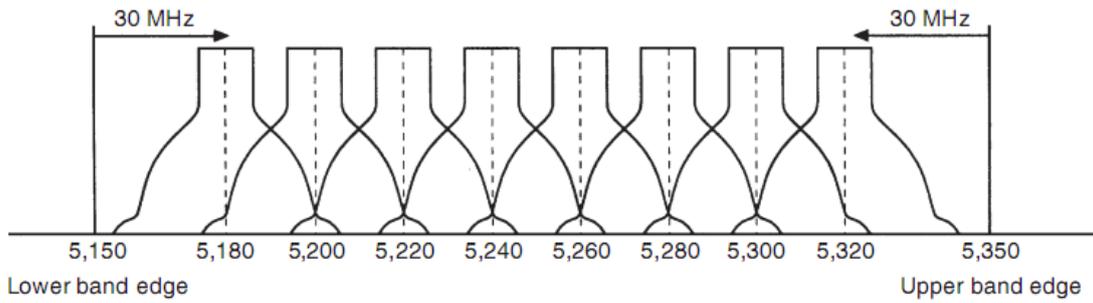
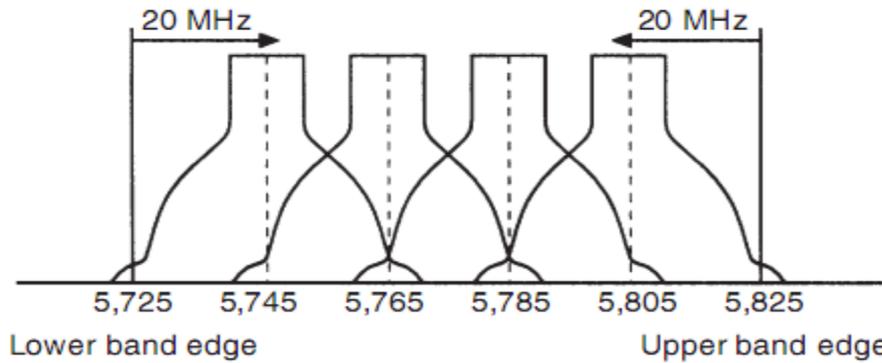


Figure 3.6 : répartition des pilotes à l'entrée de bloc IFFT.



a) Bandes U-NII inférieures et centrales : 8 porteuses centrales dans 200 MHz, espacement de 20 MHz.



b) bande U-NII supérieure : 4 porteuses centrales dans 100 MHz, espacement de 20 MHz.

Figure 3.7 : Canal IEEE 802.11a [14].

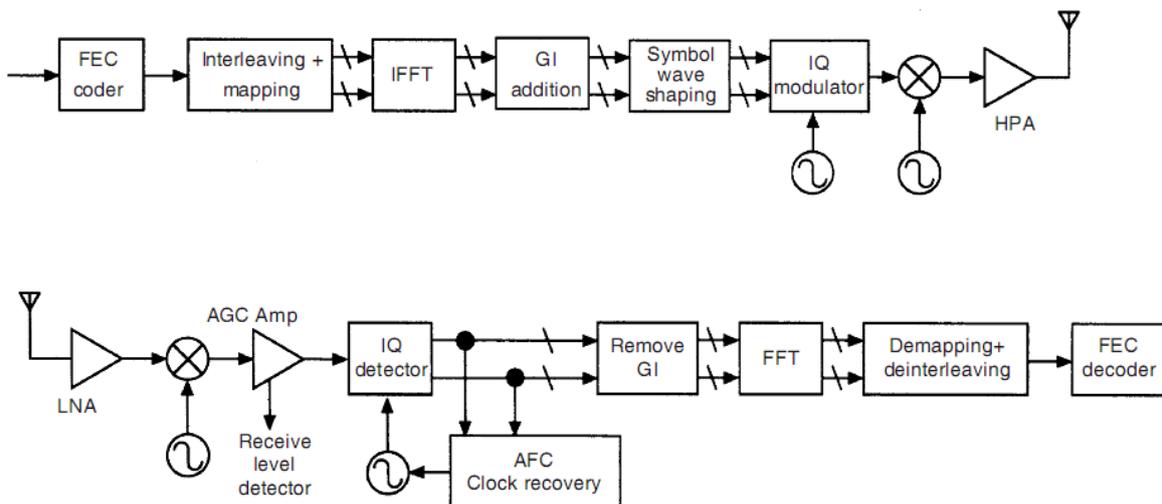


Figure 3.8 : émetteur-récepteur du standard IEEE 802.11a [14].

La durée d'un symbole OFDM est 4 μ s, incluant le préfixe cyclique de 0.8 μ s. Ceci est suffisant pour accommoder le retard maximum pour la pluparts canaux de propagation en intérieur (Indoor). L'intervalle de garde consiste en 16 derniers symboles de symbole OFDM (figure 3.9)

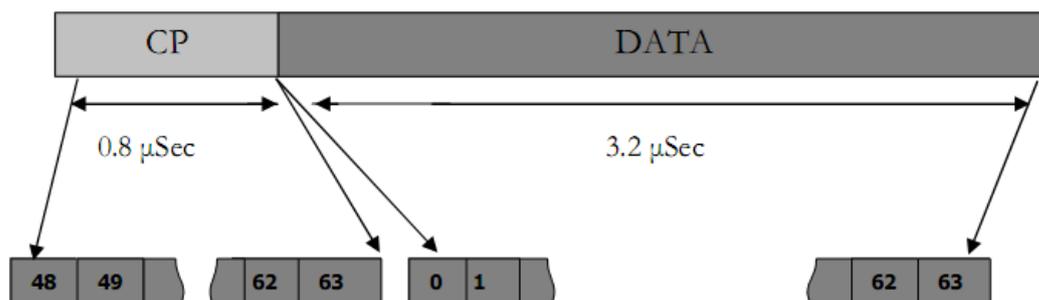


Figure 3.9 : Un symbole OFDM pour 802.11a/g [31].

Le FEC de 802.11a utilise un code convolutif de taux de codage 1/2, 2/3 ou 3/4, dépendamment de débit de transmission. Le générateur polynomial est donné par les coefficients $G1 = 133$ et $G2 = 171$ (notation octal), donc un taux de codage mère égale à 1/2. Autre taux de codage est obtenu à l'aide de l'opération de poinçonnage « *puncturing* ». Toutes les données binaires sont entrelacées par le bloc d'entrelacement (*interleaver*) d'une taille égale au nombre de bits dans un symbole OFDM. L'entrelaceur travaille en deux étapes (permutations). La première permutation assure que les bits codés, adjacents ne modulent pas les sous-porteuses adjacentes. La seconde, assure que deux bits successifs soient représentés alternativement sur les bits les plus forts et les moins significatifs de la constellation utilisée. Le tableau 3.10 résume les valeurs de débit peut-en atteindre par les différentes combinaisons des taux de codages et l'ordre de la constellation, aussi bien les paramètres de la modulation OFDM.

Débit (Mbits/s)	Modulation	Taux de codage	Bits codés par sous-porteuses	Bits codés par symbole OFDM	Bits utiles par symbole OFDM
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16 QAM	1/2	4	192	96
36	16 QAM	3/4	4	192	144
48	64 QAM	2/3	6	288	192
54	64 QAM	3/4	6	288	216

Tableau 3.9 : le débit de transmission dans le standard IEEE 802.11 a.

4.1.1.3 Structure de la trame de transmission.

La trame spécifiée dans les standards IEEE 802.11a/g (voir figure 3.10) consiste en un ensemble de symboles OFDM. Le premier symbole est une courte séquence d'apprentissage. Ce symbole est utilisé pour la synchronisation fréquentielle et temporelle. Le deuxième

symbole est une longue séquence d'apprentissage. Il a comme rôle l'estimation de décalage fréquentiel et l'estimation du canal. Le troisième symbole comporte des informations, comme le nombre de bits dans le champ DATAx, le taux de codage, le type de la modulation et d'autres informations. Tous les symboles qui restent portent de l'information utile (données) [31].

Chaque symbole OFDM, d'une durée 4 μ s, est composé de 80 sous symboles. Ainsi, la durée de chaque sous symbole est $4/80=50$ ns et la bande passante requise est $1/50$ ns=20 MHz.

4.1.2 IEEE 802.11n :

Un autre standard qui a été ratifié en 2009 est IEEE 802.11n, qui utilise les techniques MIMO, une modulation OFDM. Ce standard promet un débit de transmission de 600 Mbps. Une comparaison entre ce dernier et les standards IEEE 802.11a/g est résumée dans le tableau 3.10. Dans les réseaux LANs l'amélioration ne cesse pas de prendre de l'ampleur. Les deux couches PHY et MAC subissent des modifications et des améliorations afin de répondre à plusieurs besoins. Une autre technologie est similaire à celle de WiFi, mais, avec beaucoup d'améliorations et un haut débit de transmission et avec une couverture plus large, on parle ici du WiMAX qui sera étudié dans la section suivante.

Standards IEEE	IEEE 802.11g	IEEE 802.11a	IEEE 802.11n		
Technologie	SISO-OFDM	SISO-OFDM	MIMO-OFDM		
Fréquence	2.4 GHz	5 GHz	2.4 GHz ou 5 GHz		
Débit de transmission	1, 2, 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54	20 MHz	40 MHz	
			7.2, 14.4, 21.7, 28.9, 43.3, 57.8, 65, 72.2	15, 30, 45, 60, 90, 120, 135, 150	
Bande passante	20 MHz	20 MHz	20 MHz et 40 MHz		
Débit de transmission max	54Mbps	54Mbps	multiplexage	20 MHz	40 MHz
			1	72.2mpbs	150mbps
			2	144mpbs	300mbps
			3	216.7mpbs	450mbps
			4	288.9mbps	600mbps
Technologie sans fil	N/A	N/A	Technique Beamforming, multiplexage spatial, diversité....		
Comparaison avec SISO	N/A	N/A	4,3 fois mieux que SISO		
Effet de multipaths	OUI	OUI	OUI		

Tableau 3.10 : comparaison des technologies sans fil IEEE 802.11a, g, n.

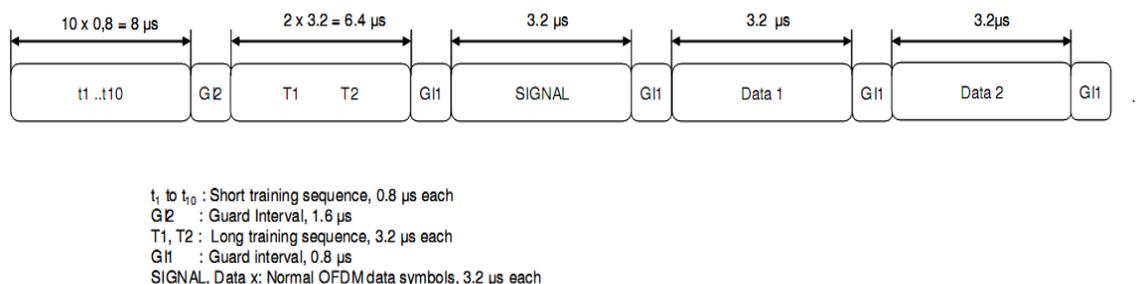


Figure 3.10 : trame pour 802.11a/g [31].

3.4 Réseaux métropolitain sans fil MAN :

Un problème fondamental, des systèmes des communications, qui opèrent dans la gamme >10 -GHz est que la disponibilité d'une ligne De Vue (LOS) est indispensable entre émetteur (TX) et récepteur (RX) [14], pour remédier à cette anomalie différents standards ont été développés, par exemple, le WiMAX.

WIMAX est l'abréviation pour *World Interoperability for Microwave Access*. Il s'agit d'un standard de réseau sans fil métropolitain créé par les sociétés Intel et Alvarion en 2002 et ratifié par l'IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineer*) sous le nom IEEE-802.16. **WIMAX** est le label commercial délivré par le *WIMAX Forum* aux équipements conformes à la norme IEEE 802.16, afin de garantir l'interopérabilité entre deux standards de réseaux sans fils à savoir, HiperMAN proposé en Europe par l'ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) et 802.16 proposé par l'IEEE.

WIMAX a été étudié pour des connexions sans fils à haut-débit sur des zones de couverture de plusieurs kilomètres pour des usages en situation fixe ou en mobilité. **WIMAX** a le potentiel d'impacter toutes les infrastructures des télécommunications. Dans la téléphonie fixe, **WIMAX Fixe** (IEEE 802.16-2004 ou IEEE 802.16d) par sa configuration peut remplacer le réseau de collecte de l'opérateur téléphonique, le réseau de transport de la télévision par câble coaxial et fournir aussi les services d'un FAI (Fournisseur d'Accès Internet). Dans sa variante **WIMAX Mobile** (IEEE 802.16e), **WIMAX** a le potentiel de remplacer le réseau de cellules (BTS, BSC).

WIMAX fixe, appelé aussi IEEE 802.16-2004 est prévu pour un usage fixe avec une antenne montée sur un toit, à la manière d'une antenne de télévision. Le **WIMAX** fixe opère dans les bandes de fréquence 2-11 GHz. La bande 2,5 GHz à 3,5 GHz, pour lesquelles une licence d'exploitation est nécessaire, 5.8 GHz est une bande libre [23].

4.4.1 OFDMA et S-OFDMA :

Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) et Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access (SOFDMA) sont deux extensions flexibles de la technique classique OFDM. Les caractéristiques principales de ces deux techniques sont :

- En OFDMA, les sous porteuses sont regroupées en groupes appelés sous canaux mais de façon à ce que celle formant un même sous canal ne soient pas adjacentes (voir figure 3.12). En sens descendant, un sous canal peut être alloué à différents utilisateurs. En sens montant, un utilisateur peut lui être alloué un ou plusieurs sous canaux.
- SOFDMA permet d'ajuster le nombre de sous porteuses (taille de la FFT) tout en fixant l'espacement entre sous porteuses à 10.94Khz.
- Minimiser l'impact de la sélectivité en fréquence par répartition des sous porteuses d'un sous canal d'un utilisateur sur tout le spectre.

Le modèle IEEE 802.16e est basé sur le concept du Scalable OFDMA (S-OFDMA). Ce dernier supporte un large choix de bande passante (de 1.25 Mhz à 20 Mhz) pour amplement satisfaire la nécessité d'allocation de spectres ainsi que les exigences du modèle d'utilisation.

L'évolutivité est réalisée par l'adaptation de la taille de la FFT tout en fixant l'espacement de fréquences des sous porteuses à 10.94 KHz. Comme la bande passante et la durée des symboles sont fixées, l'impact sur les couches supérieures sera minimal lors de l'adaptation de la bande passante.

Les paramètres du S-OFDMA sont listés dans le tableau 3.11 Le Wimax Forum Technical Working Group développent actuellement les systèmes de bande passantes de deux profils pour le 5 et 10 Mhz.

Les paramètres du S-OFDMA sont listés dans le tableau 3.11. Le Wimax Forum Technical Working Group développent actuellement les systèmes de bande passantes de deux profils pour le 5 et 10 Mhz.

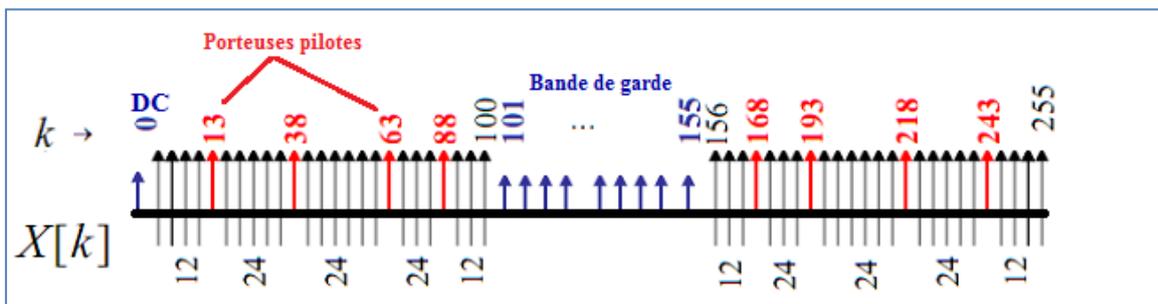


Figure 3.11 : structure du symbole OFDM dans le WiMAX.

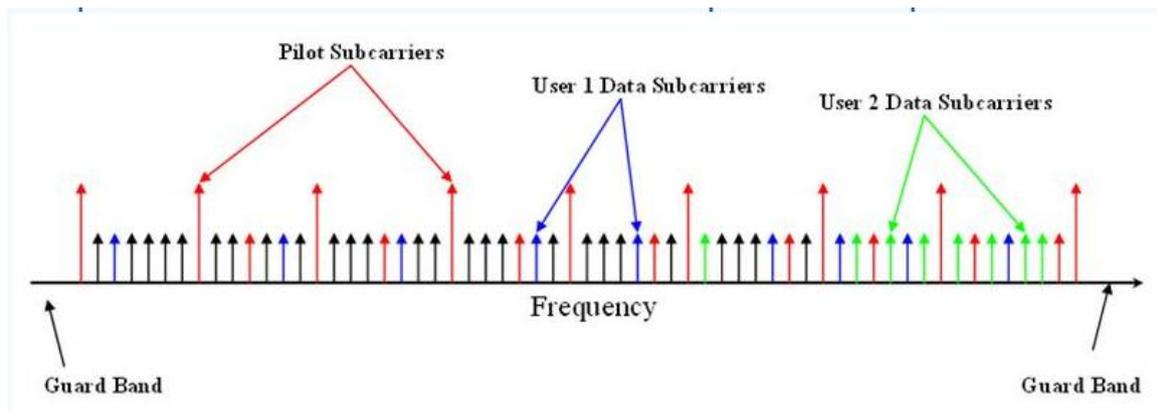


Figure 3.12 : structure d'un symbole OFDMA en WiMAX,

paramètres	valeurs			
Bande passante (MHz)	1.25	5	10	20
Fréquence d'échantillonnage MHz	1.4	5.6	11.2	22.4.
La taille de la FFT	128	512	1024	2048
Nombres de sous canaux	2	8	16	32
Espacement entre sous porteuses	10.94 KHz			
Durée du symbole utile $T_u=1/f$	91.4 μ s			
Durée de l'intervalle de garde ($T_g=T_u/8$)	11.4 μ s			
Durée du symbole OFDMA($T_s=T_u+T_g$)	102.9 μ s			
Nombre de symboles OFDMA (trame 5ms)	48			

Tableau 3.11 : Paramètres d'évolutivité (scalable) OFDMA.

4.4.2 Couche physique OFDM PHY de WiMAX :

La figure 3.13 dans le schéma générale pour La chaine de transmission et de réception utilisés dans les standards WiMAX.

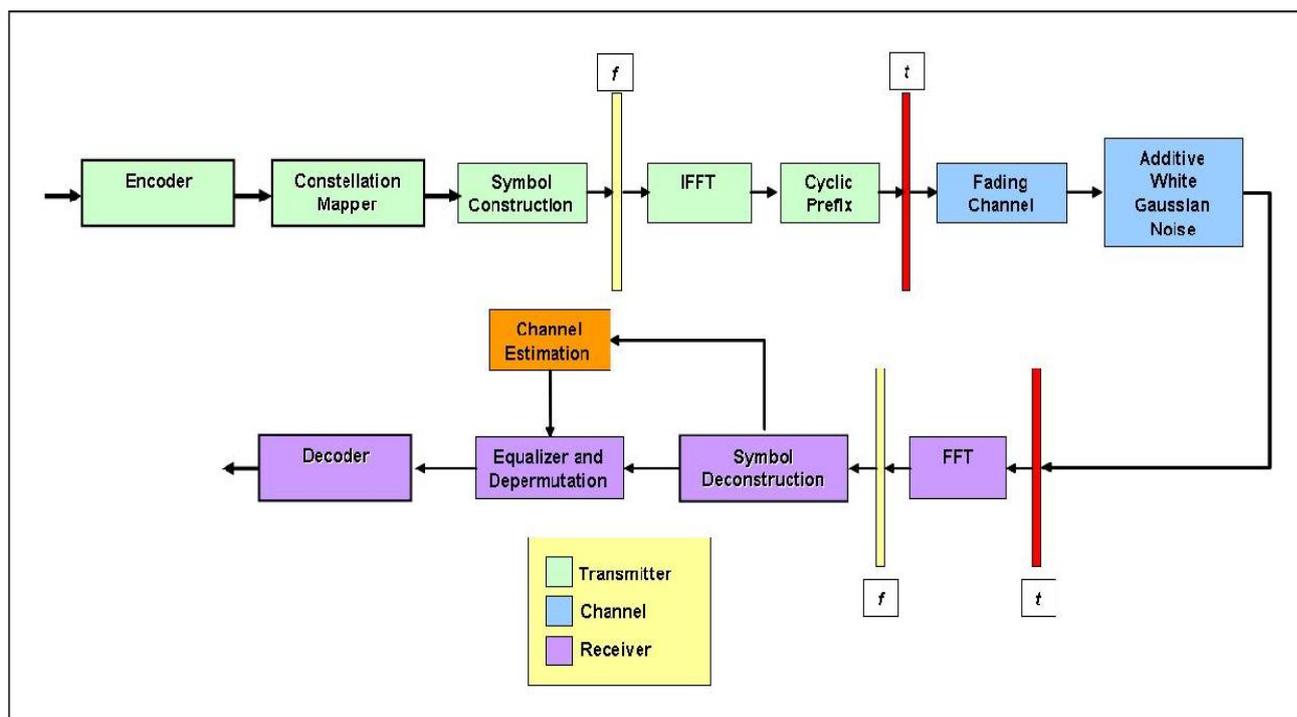


Figure 3.13 : schéma bloc simplifié d'un émetteur-récepteur pour WiMAX.

La technologie WiMAX (réseau WMAN) est basée sur deux principaux standards IEEE 802.16d (WiMAX fixe) et IEEE 802.16e (WiMAX mobile). Les différentes caractéristiques des ces standards sont présentés dans le tableau 3.12.

Les différentes étapes en transmission et en réception qu'achemine l'information sont :

- Un codage de source dont le but de compresser la taille des données.
- Un brassage est effectuée pour éviter les longues séquences des 1 ou des 0. Ceci est implémenté par un registre à décalage ($1 + x^{14} + x^{15}$) et une porte XOR.
- Un codage de canal qui ajoute de la redondance aux données afin de les protéger.
 - Dans le cas du standard IEEE 802.16 le codage de canal consiste en un codage convolutif mère d'un taux de codage 1/2 donné par une longueur de contrainte égale à 7 et un générateur polynômial de coefficients $g_1=133$ et $g_2=117$. Une opération de poinçonnage, un entrelacement et d'autres codes peut être adoptés, à savoir le code Reed-Solomon, Turbo code et code de parité LDPC (Low Density Parity Check). Cet ensemble de codeur permet d'obtenir un taux de codage total et un type de constellation donnés.
 - Dans le cadre du standard IEEE 802.16e, d'autres codages sont utilisés :
- Insertion des pilotes et composante continue qui aident à l'estimation du canal, la synchronisation.
 - Un nombre de 8 pilotes sont utilisés dans le cas de 802.11d et variable dans l cas du standard 802.16e selon le sous canal utilisé.
- Une transmission OFDM.
 - Dans le cas du standard IEEE 802.16d, une bande de garde de 55 sous porteuses est utilisée. Le réarrangement de toutes les porteuses sont données par la figure 3.11. Les techniques de modulation adaptées pour ce

standard sont l'OFDM (taille de FFT est 256, Nused est 200) et l'OFDMA (taille de la FFT est 2048) (voir détail dans la section 4.4.2).

- Dans le cas du standard IEEE 802.16e, Les techniques de modulation adaptées pour ce standard sont l'OFDMA et S-OFDMA (voir détail dans la section 4.4.2). Les paramètres de ce standard avec une modulation S-OFDMA est donnés par le tableau 3.11.
- Ajout de l'intervalle de garde. Sa taille peut être 1/4, 1/8, 1/16 et 1/32.
- Le signal étant envoyé à travers le canal de communication radio mobile. A la réception, ce sont les opérations inverses, que celles effectuées à l'émission, qui seront exécutées. Pour enfin récupérer l'information utile.

Les transmissions entre station terminale (TS : Terminal Station) et station de base (BS : Base Station) se font dans les deux sens :

- Liaison montante (UL : UpLink) : de TS vers BS.
- liaison descendante (DL : DownLink) : de BS vers TS.

La technique adoptée par 802.16 pour la gestion de ces deux liaisons est TDD (Time Domain Duplexing) où les deux liaisons, qui durent 5 ms, se font sur la même bande de fréquence et dans deux instants différents. La technique aussi FDD (Frequency Domain Duplexing) peut être employée. FDD fait que les deux liaisons sont font au même instant et sur deux bandes de fréquences.

La norme 802.16e supporte le TDD, le Full et Half duplex FDD ; toutefois la version initiale de la certification du Wimax Mobile inclus seulement le TDD.

Afin de faire face aux problèmes d'interférence, le TDD requiert un système de synchronisation mais reste toujours le mode préféré pour les raisons suivantes :

- Permet l'adaptation du débit en sens montant et descendant pour supporter d'une manière optimale un trafic asymétrique dans les deux sens, alors que FDD présente des débits fixes en général.
- Assure la réciprocité du canal pour une meilleure adaptation du lien, MIMO et autres technologies d'antennes avancées.
- Requiert seulement un seul canal pour les deux sens
- La conception des émetteurs/récepteurs est beaucoup plus facile et moins couteuse

	802.16	802.16 d	802.16 e
Spectre	10 - 66 GHz	< 11 GHz	< 6, 11 GHz
Conditions Canal	Uniquement LOS	NLOS	NLOS
Débit	32 – 134 Mbps 128 MHz	Jusqu'à 75 Mbps à 20 MHz	Jusqu'à 15 Mbps à 5 MHz
Modulation	QPSK, 16-QAM et 64-QAM	OFDM, BPSK, QPSK, 16- QAM et 64-QAM	OFDMA, BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Mobilité	Fixe	Fixe	Nomadisme
Bandes Passantes	20, 25 et 28 MHz	Au choix entre 1.25 et 20 MHz	Comme 802.16a avec sous canaux montants
Rayon de cellule typique	2 - 5 Kms	5 - 8 Kms, max pour 50 Kms	2 - 5 Kms

Tableau 3.12 : Spécificités techniques des différentes normes IEEE 802.16x

4.4.3 Spécifications pour Le WiMAX Mobile :

Le codage et modulation adaptative AMC (Adaptive modulation and coding), demande de répétition automatique hybride H-ARQ (Hybrid- Automatic Repeat Request) et retour rapide CQICH (Fast Channel Feedback) ont été introduits dans la version mobile du Wimax pour améliorer la performance et la couverture. Le support de la QPSK, 16QAM et 64QAM est indispensable dans le sens descendant alors que dans le sens ascendant, la 64QAM est optionnelle.

Les codes Convolutif (CC) et Convolutif Turbo Code (CTC), avec un taux de codage variable, sont aussi dans la norme. Le tableau 3.13 résume les différents codages et modulations qui peuvent être utilisés en Wimax Mobile. Notons que les codes et modulations optionnels en sens ascendant sont notés en italique.

		DownLink	UpLink
modulation		QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, <i>64QAM</i>
	CC	1/2, 2/3, 3/4, 5/6.	1/2, 2/3, 5/6.
Taux de codage	CTC	1/2, 2/3, 3/4, 5/6.	1/2, 2/3, 5/6.
	répétition	x2, x4, x6.	x2, x4, x6.

Tableau 3.13: Codes et modulations supportés en WiMAX mobile.

On distingue le mode sélectif en fréquence, appelé AMC (Adaptive Modulation and Coding), des modes dits de diversités qui utilisent uniformément la bande. Dans les modes de diversités, le mode PUSC (Partial Usage of SubChannels) permet, à l'opposé du FUSC (Full Usage of SubChannels), d'utiliser un facteur de réutilisation fréquentiel différent de 1. Pour faciliter les mesures physiques, des structures de sous porteuses adjacentes sont définies (tels que le tile en PUSC voie montante et le bin en AMC). En général, les modes de diversités présentent une bonne performance dans le cas des applications mobiles alors que le mode sélectif est plus adapté pour un environnement à faible mobilité ou fixe. Les combinaisons de différentes modulations et taux de codage fournissent une bonne résolution de flux de données comme indiqué dans la Tableau 3.14 qui montre les flux de données pour des canaux de 5 et 10 Mhz avec des sous canaux PUSC. La durée de la trame est de 5 ms. Chaque trame contient 48 symboles OFDM avec 44 symboles disponibles pour la transmission de données. Les valeurs mises en reliefs indiquent les flux de données pour la 64QAM optionnelle en UL.

paramètres	DownLink	UpLink	DownLink	UpLink
Bande passante	5 MHz		10 MHz	
Taille de la FFT	512		1024	
Nombre de sous porteuses virtuelles	92	104	184	184
Nombre de sous porteuses pilotes	60	136	120	280
Nombre de sous porteuses utiles	360	272	720	560
Nombre de sous canaux	15	17	30	35
Période d'un symbole OFDMA	102.9 μ s			
Durée d'une trame	5 μ s			
Nombre de symbole OFDMA par trame	48			
Symboles OFDMA de données	44			

Tableau 3.14: paramètres de modulation S-OFDMA avec canal PUSC.

Le Hybrid Auto Repeat Request (HARQ) est supporté par le Wimax Mobile. L'utilisation de technique H-ARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) permet de réduire les pertes de paquets. H-ARQ est une technique permettant de combiner la technique FEC fondée sur l'utilisation de turbo-codes avec une stratégie de retransmission permettant l'échange d'informations entre l'émetteur et le récepteur. Dans le Wimax Mobile, le HARQ utilise des canaux "Stop and Wait" permettant de fournir une réponse rapide dans le cas d'erreur sur les paquets et aide à améliorer la couverture de la cellule. Combiné au CQICH (Channel Quality Indicator) et à l'AMC, ces trois permettent d'assurer un lien robuste dans le cas d'environnement mobile pour des vitesses dépassants les 120 Km/h.

modulation	Taux de codage	Canal 5 MHz		10 MHz	
		DownLink Débit, Mbps	UpLink Débit, Mbps	DownLink Débit, Mbps	UpLink Débit, Mbps
QPSK	1/2 CTC, 6x	0.53	0.38	1.06	0.78
	1/2 CTC, 4x	0.79	0.57	1.58	1.18
	1/2 CTC, 2x	1.58	1.14	3.17	2.35
	1/2 CTC, 1x	3.17	2.28	6.34	4.70
	3/4 CTC	4.75	3.43	9.50	7.06
16 QAM	1/2 CTC	6.34	4.57	12.67	9.41
	3/4 CTC	9.50	6.85	19.01	14.11
64 QAM	1/2 CTC	9.50	6.85	19.01	14.11
	2/3 CTC	12.67	9.14	25.34	18.82
	3/4 CTC	14.26	10.28	28.51	21.17
	5/6 CTC	15.84	11.42	31.68	23.52

Tableau 3.15 : taux de codage et débit dans les 5MHz et 10 MHz.

4.4.4 Structure de trame de transmission:

La figure 3.14 présente la structure de la trame OFDMA pour le cas du TDD. Chaque trame est divisée en sous trames DL et UL séparées par des écarts Transmit/Receive (TTG) et Receive/Transmit (RTG) afin d'empêcher toute collision entre la transmission en sens montant et celle du sens descendant.

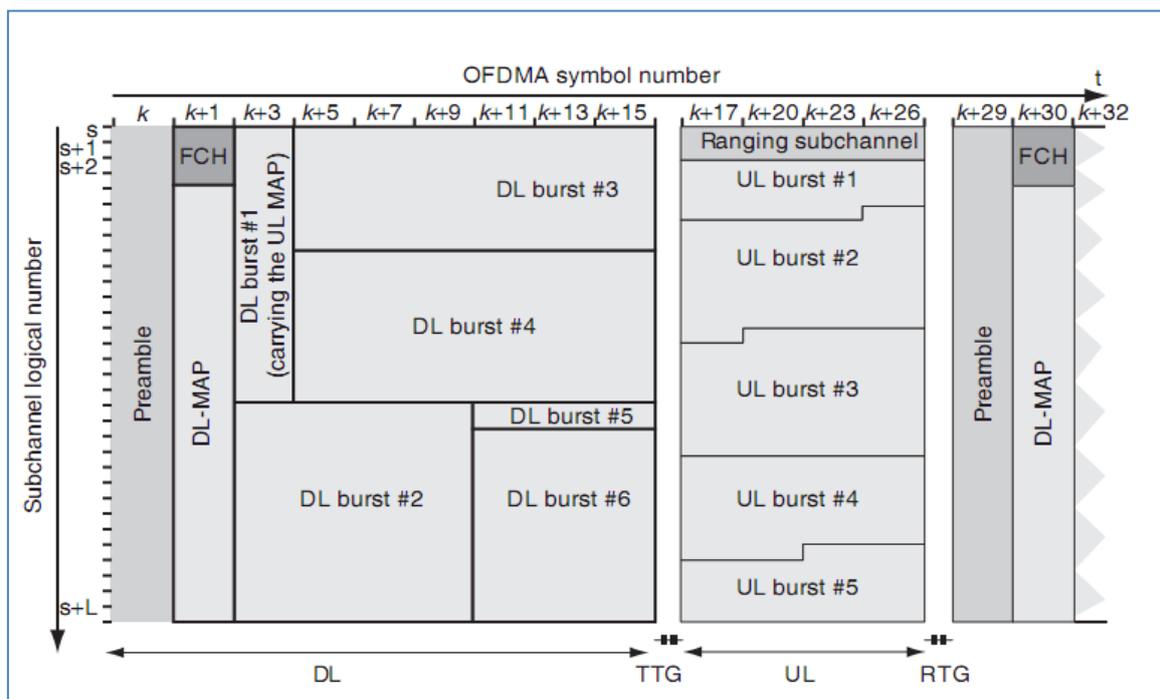


Figure 3.14 : Structure Trame OFDMA [14].

Dans une trame, les informations de contrôle suivantes sont utilisées pour assurer un bon fonctionnement du système :

- Preamble : C'est le premier symbole OFDM de la trame, utilisé pour la synchronisation.
- Frame Control Header (FCH) : Fourni des informations sur la configuration de la trame tel que la longueur des messages MAP, les coding schemes et les sous canaux utilisables.
- DL-MAP et UL-MAP : Fournissent l'allocation des sous canaux et d'autres informations de contrôle supplémentaires pour les sous trames DL et UL.
- UL Ranging : Sous canal alloué aux terminaux mobiles afin d'exécuter réglages en temps, puissance et fréquence ainsi que des requêtes de bandes passantes.
- UL CQICH : Canal alloué pour le TS pour donner des informations sur l'état du canal.
- UL ACK : Alloué pour le TS pour renvoyer des informations concernant l'acquittement du DL HARQ.

4. WiMAX-II : 802.16m

Pour satisfaire aux hautes exigences anticipées d'IMT-Advanced radio interface, en janvier 2007 IEEE a commencé la spécification d'une nouvelle version de standard 802.16, lequel vise à augmenter le débit de transmission au-delà de 1Gbps et 100Mbps pour les communications fixes et mobiles, avec diffusion améliorée, performance de multicast et voie sur IP, avec maintien de la compatibilité avec les autres systèmes WiMAX existants. Sous le toit d'IEEE 802.16, le nouveau groupe m (TGM) formé est affrété pour développer un amendement du standard IEEE 802.16, lequel fera référence à IEEE 802.16m. Connue aussi sous le nom de WiMAX-II, le standard IEEE 802.16m est la seule 4G approche qui évolue d'une technologie OFDMA, c'est-à-dire du standard IEEE 802.16e ou WiMAX-I, et est proposé comme un 4G candidat pour les systèmes IMT-Advanced de l'ITU [14].

Les standards WiMAX utilisent la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui leur permet, en exploitant la technique de multiplexage spatial, de bénéficier des débits de transmission élevés. L'utilisation des techniques de diversité, permet aux systèmes combinés une liaison très robuste donc une haute qualité de service. En plus, l'exploitation de cette dernière et le contrôle automatique de débit MAC (Modulation Automatic Control) aide à l'amélioration de la qualité de service et le débit de transmission.

Conclusion :

La technique OFDM a pu aider à la résolution de plusieurs problèmes qu'ont rencontrés les systèmes de modulation mono-porteuse. La transmission sans disponibilité de la ligne du vue est possible. La qualité de la transmission a été améliorée considérablement et le débit de transmission de données ne cesse pas d'augmenter. Actuellement tous systèmes de communications se convergence vers la technologie 4G.

Conclusion générale

L'objectif de notre thèse été la présentation des différentes applications de la technique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Les systèmes de radio et télédiffusion, DAB et DVB ont été parmi les premiers standards qui ont adoptés la technique OFDM. Dans les réseaux de communications sans fil locaux LAN (Local Area Network, WiFi) et métropolitains MAN (Metropolitan Area Network, WiMAX), cette dernière technique est très adoptée. Dans des versions récentes des technologies WiMAX (réseau WMAN) fait appelle aux technique OFDMA et SOFDMA pour plus de flexibilité.

La technique OFDM est associée, dans toutes ses applications, avec un codage du canal. Ceci dans le but d'améliorer la qualité de la liaison en évitant les erreurs de détections causées par les imperfections existantes dans le canal radio mobile.

La différence d'utilisation de la technique OFDM dans ses applications réside dans le réglage des paramètres de cette dernière. Un environnement qui cause plus de multi-trajets impose une durée d'intervalle de garde plus grande et inversement. Tous les autres paramètres sont choisis selon des normes établis par des organismes et des instituts de normalisons, et ça, pour les différents standards (IEEE 802.16, IEEE 802.11, Eureka 147 DA ...etc).

L'ensemble de ces standards se convergent vers les technologies de communications 4G afin de répondre aux besoins des utilisateurs et assurer l'interopérabilité entre différents standards.

ANNEXE :

Annexe 1 :

Comapaison entre les deux standard de télédiffusion numérique terrestre, 1^{er} et 2^{ème} génération :

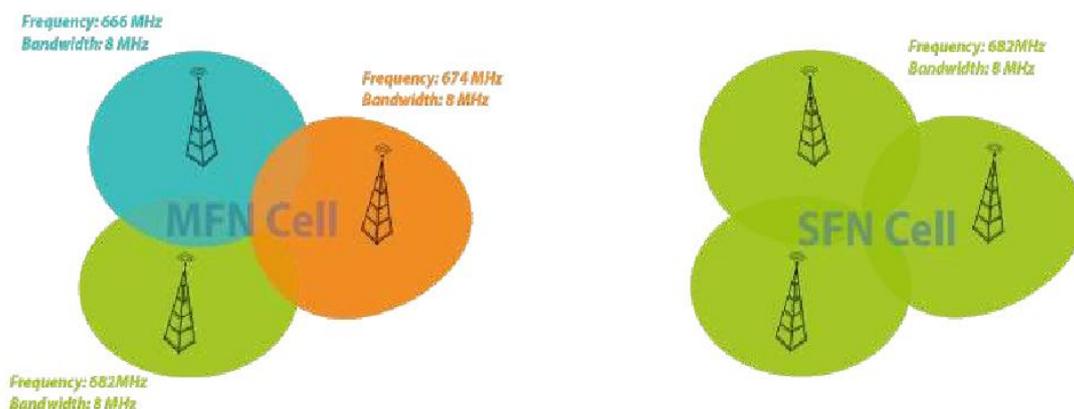
	DVB-T	DVB-T2
FEC	Convolutional Coding + Reed Solomon 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	LPDC + BCH 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6
Modes	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
Guard Interval	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 19/256, 1/8, 19/128, 1/16, 1/32, 1/128
FFT size	2k, 8k	1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k
Scattered Pilots	8% of total	1%, 2%, 4%, 8% of total
Continual Pilots	2.6% of total	0.35% of total

Source: DVB Project

Annexe 2 :

Un **réseau isofréquence** SFN est un réseau constitué d'émetteurs radio opérant sur une fréquence unique dans une région déterminée. Il peut typiquement s'agir d'émetteurs de radio ou de télévision numérique.

Ce type de réseau permet de couvrir une région qui était précédemment desservie par un réseau d'émetteurs et de réémetteurs occupant plusieurs canaux et fréquences au moyen d'un seul canal ou fréquence ; ce qui libère une portion du spectre hertzien permettant la diffusion de programmes supplémentaires ou de services de télécommunication. À cet effet, la fréquence d'émission est rigoureusement synchronisée sur les différents sites d'émission par la réception d'une fréquence de référence donnée par satellite GPS [17].



Comparaison entre un réseau MFN et un réseau SFN.

Bibliographie

- [1] : S.Kaiser et K.Fazel, «*Multi-carrier and spread spectrum systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX*», deuxième édition, Wiley, G Bretagne, 2008.
- [2] : Prof. Lajos Hanzo, Dr. Yosef (Jos) Akhtman and Dr. Li Wang, Dr. Ming Jiang, «*MIMO-OFDM for LTE, Wi-Fi and WiMAX: Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo-transceivers*», Wiley, G Bretagne, 2011.
- [3] : H.Schulze et C.Lüders, «*Theory and application of OFDM and CDMA*», Wiley, G Bretagne, 2005.
- [4] : Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, C.G. Kang, «*MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*», Wiley, G Bretagne, 2010.
- [5] : M. Coulon, «*canal de propagation* », INP Toulouse, 2008.
- [6] : A.B. Ben Jemâa, «*etude comparative des estimateurs du canal WSSUS en standard DVB-T* », rapport de memoire de master, Ecole Nationale d'Ingénieur de Tunis, 2004.
- [7] : L. M. M. Simoes, «*Optimal data transmission on MIMO OFDM channels*», thèse de master, Naval Postgraduate School MONTEREY CALIFORNIA, 2008.
- [8] : M. Debbah, «*introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)* », Mobile Communication Group Institut Eurecom, Nice, 2003.
- [9] : Theodore S. Rappaport, «*Wireless Communications: Past Events and a Future Perspective* ».Virginia Tech. IEEE Communications Magazine, May 2002.
- [10] : B. Muquet, M.D. Courville and P.Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions" IEEE Transactions on Communications, Dec. 2002.
- [11] : R. Prasad, «*OFDM for Wireless Communications Systeme* », Artech House, Inc. Boston, London,2004.
- [12] : David Tse, Pramod Viswanath, «*Fundamentals of Wireless Communication* », Cambridge University Press, UK, 2005.
- [13] : M. Hassan, A. Sattar, «*Performance analysis of MIMO-OFDM Systems with focus on WiMAX* », thèse de master, Blekinge Institute of Technology, Sweden, 2010.
- [14] : Andreas F. Molisch, «*Wireless communications* », deuxième édition, Wiley, G Bretagne, 2011.
- [15] : Ahmad R. S. Bahai, Burton R. Saltzberg, «*Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM* », Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [16] : K. P. Kongara «*Advances in the Analysis of Adaptive OFDM Systems* », Phd, University of Canterbury Christchurch, New Zealand, March, 2009.
- [17] : <http://fr.wikipedia.org/wiki>
- [18] : Christian Bauer, «*Introduction into WiMAX* », ALCATEL, 2005.

- [19] :N4C, «*Point to point communications using multiple antennas technologies* », Networking for Communications Challenged Communities, 2010.
- [20] : EL-Walid GHEBACHE, «*Evaluation des systèmes radio mobile à MC-CDMA* », ENP, PFE, 2007.
- [21] : IEEE, «*802.16, IEEE Standard for Local and metropolitan area networks* », IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2004.
- [22] : L. Zhang «*A study of IEEE 802.16a OFDM-PHY Baseband* », Linköping Institute of Technology, 2005.
- [23] :<http://wapiti.telecom-ille1.eu/commun/ens/peda/options/ST/RIO/pub/exposes/exposesrio2006-ttnfa2007/Manga-Vrielynck/introduction.htm>
- [24] :Mazen Youssef, «*Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA*», thèse de doctorat, université Paul Verlaine-Metz, 2009.
- [25] : R. Garelli, N. Royères, C. Tschopp «*802.11 vs Hyperlan*» , Rapport de TER,2005.
- [26]: A. AGARWAL, «*DIGITAL AUDIO BROADCAST: MODULATION, TRANSMISSION & PERFORMANCE ANALYSIS*», thèse de master, National Institute of Technology, India.2010.
- [27] :ETSI, «*Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers* » EN 300 401, V1.3.3, Avril 2001.
- [28] :Wolfgang Hoeg & Thomas Lauterbach, «*Digital Audio Broadcasting-Principles and Applications*», John Wiley & Sons, Ltd., 2001.
- [29] :Petro Pasha Ernest, «*DAB implementation in SDR*», University of Stellenbosch, Master's thesis December 2005.
- [30]: Lukas M. Gaetzi and Malcolm O. J. Hawksford , «*Performance prediction of DAB modulation and transmission using Matlab modeling*», IEEE, 2004.
- [31]: Anil Madhava Hebbar, «*Empirical approche for selection in MIMO OFDM* », thèse de master, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [32]: D. BOUVRY, «*Impact de la répartition temporelle des composantes multi-trajets sur les performances de signaux DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)* », thèse master, Université de MONS, juin 2010.
- [33]: ETSI, «*Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*», EN 300 744 V1.5.1, juin 2004.
- [34]:<https://sites.google.com/site/gaelym/professionnel/technologies/televisionnumerique/dvb>