

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
Filière : Electronique
Spécialité : Génie de Télécommunication
Thème

Simulation de la chaine de communication IEEE 802.11a

Présenté Par :

1) HANAFI Ahmed
2) BENYAGOUB Mohamed

Devant les jurys composés de :

Dr. BOUTKHIL Malika	MCB	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
		C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur
Dr. SLIMANE Zohra	MAB	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadreur
Dr. ABDELMALEK Abdelhafid	MAA	U.A.B.B (Tlemcen)	Co-Encadreur

Année universitaire 2014/2015

Résumé :

L'approche OFDM, en plus de son implémentation numérique facile et relativement peu coûteuse, présente l'avantage de flexibilité et une grande résistance à l'évanouissement (fading) dus aux multitrajets (multipath) et permet d'obtenir une meilleure efficacité spectrale due à l'orthogonalité des porteuses. Ce mémoire a pour objectif de simuler une chaîne de transmission basée sur cette technique et d'en évaluer les performances. Notre choix a été porté sur la norme IEEE 802.11a qui définit 8 modes opérationnels de débits de repli suivant les conditions de l'environnement de propagation. Nous avons abordé, dans ce mémoire, les aspects techniques concernant ce standard. Nous avons identifié les techniques utilisées et leurs fonctionnements ainsi que le choix des paramètres associés. Ensuite, sur la base d'un modèle Simulink répondant aux spécifications de la norme 802.11a, nous avons conduit une série de tests dans un environnement multipath. Nous avons considéré trois types de canaux, et pour chacun nous avons conduit des simulations en faisant varier le débit, la modulation de mapping (BPSK, QPSK MQAM) et le rendement du codage convolutionnel, et ce pour différents rapports signal à bruit. Les résultats obtenus montrent le pouvoir de l'OFDM à combattre l'effet du multipath et confirment les différents choix de modes de fonctionnement définis par la norme.

Mots clés : IEEE 802.11a, OFDM, Multipath, Fading, Chaîne de communication, BER, Matlab/Simulink

Table des matières

Titre.....	i
Résumé.....	ii
Table des matières.....	iii
Acronymes.....	vi
Introduction	1

CHAPITRE I

Chaîne de communication numérique

1. Introduction	2
2. Eléments d'une chaîne de communication numérique	2
3. Codage Source	2
.	
4. Codage canal	3
4.1. Les codes correcteurs	3
5. Codage de ligne	7
6. Modulation	9
6.1. Transmission en bande de base	9
6.2. Transmission en bande transposée	10
6.3. Modulations numériques	10
7. Canal de transmission	11
7.1. Supports physiques de transmission	12
7.2. Modélisation d'un canal de transmission	14
7.3. Bande passante	14
7.4. Capacité d'un canal	15
7.5. Modèles de canaux	15

8.	Canal de propagation radio	15
8.1.	Fading à grande échelle	16
8.2.	Fading à petite échelle	17
8.3.	Pertes multitrajets	17
9.	Conclusion	17

CHAPITRE II

Description et spécifications de la norme IEEE 802.11a

1.	Background sur les standards de réseaux locaux sans fil (WLAN)	18
1.1.	Les bandes de fréquences ISM et U-NII	19
1.1.1.	La bande ISM	19
1.1.2.	La bande U-NII	19
2.	Spécifications de la norme IEEE 802.11a	19
2.1.	Couche physique du standard IEEE 802.11a	20
2.1.1.	Principe et fonctionnement de la modulation OFDM	20
2.1.2.	Les canaux	24
2.1.3.	Schéma bloc du transceiver	26
2.1.4.	Paramètres de la couche physique IEEE 802.11a	26
2.1.5.	Choix des paramètres de la couche physique IEEE 802.11a	28
3.	Conclusion	29

CHAPITRE III

Modélisation, Simulation et Résultats

1.	Introduction	30
2.	Présentation du modèle de simulation	30
2.1.	Description des blocs du modèle	32
2.1.1.	Bloc Variable Rate Data source	32
2.1.2.	Bloc Modulator bank	33
2.1.3.	Sous système émetteur OFDM	34
2.1.4.	Bloc Multipath Channel	37
2.1.5.	Système de réception	38
2.1.6.	Calcul du taux d'erreurs	39

3. Simulations et résultats	39
3.1. Scénarios de simulation	39
3.2. Paramètres de simulation	40
3.3. Procédure de simulation	41
3.4. Résultats et discussion	41
3.4.1. 1 ^{er} cas : Impact de variation de toutes les modulations de codeur 1/2	41
3.4.2. 2 ^{ème} cas : Impact de variation de toutes les modulations de codeur 3/4	44
4. Conclusion	46
Conclusion générale.....	47
Bibliographie.....	48

LISTE DES ABREVIATIONS ET DES SIGLES

BER	Taux d'erreur binaire (Bit error rate)
E_b/N₀	bit energy-to-noise density ratio)
FDM	Multiplex à division de fréquences (Frequency-Division Multiplexing)
FFT	Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform)
ICI	Interférence inter porteuses (Inter Carrier Interference)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Interférence inter symbole (Inter Symbol Interférence)
Mbps	Mégabit par seconde (Mégabit per second)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PER	Taux d'erreur par paquet (Packet error rate)
QPSK	Quaternary Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SNR	Rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio)
UNII	Unlicensed National Infrastructure Information
WLAN	Réseau local sans fil (Wireless Local Area Network)
M-PAM	Pulse Amplitude Modulation avec M symboles
M-QAM	Quadrature Amplitude Modulation avec M symboles
M-PSK	Pulse Shift \sqrt{M} Keying modulation avec M symboles
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
IR	InfraRed
LLC	Logical Link Control
MAC	Medium Access Control
CCA	Clear Channel Assessment
ISM	Industrial, Scientific and Medical
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communication Commission
MKK	Kensa-kentei Kyokai
NSD	nombre de sous-porteuses de données
N_{SP}	nombre de sous-porteuses pilote
N_{ST}	nombre de sous-porteuses au total
Δ_F	espacement en fréquence des sous-porteuses

T_{SIGNAL}	durée de symbole OFDM
T_{GI}	durée de l'intervalle de garde
AWGN	Additive White Gaussian Noise
WLAN	Wireless Local Area Network

Résumé :

L'approche OFDM, en plus de son implémentation numérique facile et relativement peu coûteuse, présente l'avantage de flexibilité et une grande résistance à l'évanouissement (fading) dus aux multitrajets (multipath) et permet d'obtenir une meilleure efficacité spectrale due à l'orthogonalité des porteuses. Ce mémoire a pour objectif de simuler une chaîne de transmission basée sur cette technique et d'en évaluer les performances. Notre choix a été porté sur la norme IEEE 802.11a qui définit 8 modes opérationnels de débits de repli suivant les conditions de l'environnement de propagation. Nous avons abordé, dans ce mémoire, les aspects techniques concernant ce standard. Nous avons identifié les techniques utilisées et leurs fonctionnements ainsi que le choix des paramètres associés. Ensuite, sur la base d'un modèle Simulink répondant aux spécifications de la norme 802.11a, nous avons conduit une série de tests dans un environnement multipath. Nous avons considéré trois types de canaux, et pour chacun nous avons conduit des simulations en faisant varier le débit, la modulation de mapping (BPSK, QPSK, MQAM) et le rendement du codage convolutionnel, et ce pour différents rapports signal à bruit. Les résultats obtenus montrent le pouvoir de l'OFDM à combattre l'effet du multipath et confirment les différents choix de modes de fonctionnement définis par la norme.

Mots clés : IEEE 802.11a, OFDM, Multipath, Fading, Chaîne de communication, BER, Matlab/Simulink

1. Introduction

A l'échelle mondiale, le secteur des télécommunications connaît une évolution importante avec l'avènement des systèmes numériques associés à la mobilité. Les systèmes des télécommunications numériques ont récemment subi de grands développements et ceci grâce aux progrès réalisés en microélectronique qui ont permis l'implémentation matérielle d'algorithmes complexes de traitement numérique des signaux.

On observe une croissance constante des débits de transmission ainsi qu'un besoin de se libérer des réseaux filaires afin de permettre aux usagers de profiter de la mobilité tout en maintenant une qualité acceptable des communications. La qualité des communications sans fil dépend principalement du canal. En général, le canal sans fil est un canal à trajets multiples qui varie continuellement dans le temps.

Le plus grand défi à relever dans le cas d'une conception de système de communication radio est de mettre en œuvre des techniques efficaces pour combattre adéquatement l'effet des trajets multiples. Ceci a mené au développement et à l'utilisation de la technique du multiplexage par division de fréquences orthogonales (OFDM). L'OFDM est une technique de transmissions multi-porteuses qui consiste à répartir l'information sur un grand nombre de sous-porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits. Elle convient à des types de propagation par trajets multiples. La répartition des symboles sur plusieurs sous-porteuses est la propriété plus importante de la transmission OFDM. C'est elle qui engendre la robustesse contre le délai d'étalement et par conséquent diminue le taux de transmission par sous-porteuse. L'OFDM a été utilisée pour les communications numériques haut débit sur les réseaux sans fil (WLAN). En l'occurrence la norme IEEE 802.11a développée en 1998, par le groupe de standardisation de l'IEEE. Elle porte sur la technique OFDM à 5 GHz avec un débit binaire élevé variant de 6 Mbps jusqu'à 54 Mbps.

Ce mémoire s'intéresse particulièrement à cette technologie à travers la modélisation et l'évaluation de ses performances dans des environnements de canaux gaussiens multi-trajets.

Pour ce faire, nous avons élaboré une synthèse relative aux caractéristiques et spécifications de cette norme, ensuite nous avons conduit une série d'expériences de simulation basés sur un modèle simulink existant et nous avons adapté à nos besoins de travail.

Ce modèle représente une référence de développement et de recherche pouvant servir aux concepteurs pour étudier, développer et évaluer les performances pouvant résulter des différents choix possibles de paramètres.

La suite de ce document est organisée de la façon suivante : Le premier chapitre consiste en une étude générale d'une chaîne de communication numérique.

Le second chapitre présente un état de l'art sur les technologies de réseaux locaux sans fil IEEE 802.11. Nous nous intéressons notamment aux aspects réglementation, et travaux de standardisation. Une synthèse détaillée de la norme IEEE 802.11a est présentée, suivie d'une analyse des techniques de modulation et de codage et des paramètres de conception optimaux utilisés.

Le troisième et dernier chapitre constitue véritablement l'objet de notre contribution ayant trait à l'évaluation des performances de la technologie IEEE 802.11a. L'implémentation du modèle et la simulation ont été faites sous Matlab/Simulink. Les résultats sont présentés en fin de chapitre.

Chaîne de communication numérique

1. Introduction

Dans tout système de communication, on cherche à transmettre l'information provenant d'une source vers un récepteur, à travers un canal de transmission. Ce canal possède un certain nombre de caractéristiques et de contraintes qu'il faut prendre en compte. Par exemple un canal sélectif en fréquence atténue le signal dans certaines bandes de fréquences et l'amplifie dans d'autres bandes, et ces perturbations doivent être prises en compte par le système de transmission. Ainsi les données numériques doivent subir un certain nombre de traitements (transformations) avant d'être transmises, et une autre série de transformations est effectuée dans le récepteur pour obtenir à nouveau les données numériques envoyées. Les différentes étapes seront explicitées successivement dans ce chapitre.

2. Éléments d'une chaîne de communication numérique

Une chaîne de communication numérique peut être schématisée de la façon suivante :

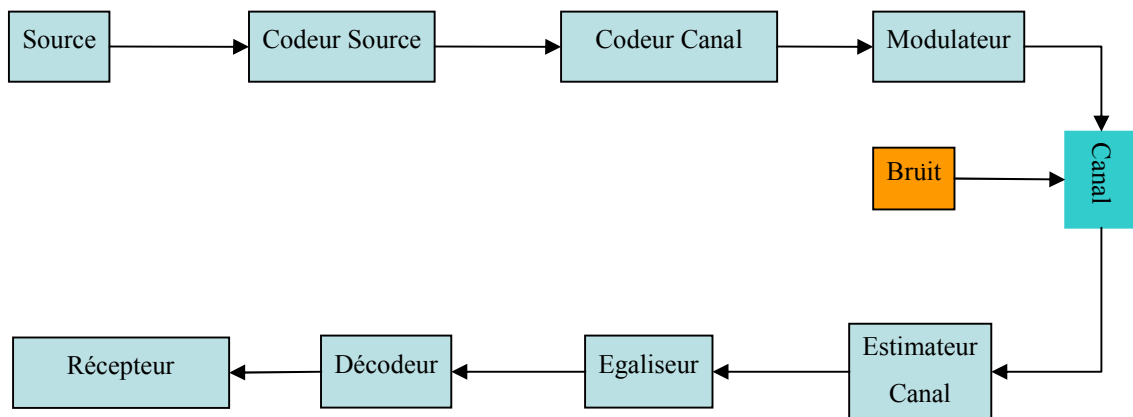


Figure 1. Transmission à travers un canal

Le signal analogique $s(t)$ fourni par la source passe d'abord par un filtre anti-repliement qui permet de tronquer en fréquence et d'obtenir une fréquence maximale du spectre conditionnant l'échantillonnage. Il est ensuite converti en signal numérique, échantillonné (il s'agit d'une quantification temporelle) et discrétisé en amplitude. Le codeur de source convertit les paliers obtenus lors de la quantification, en une série de bits. Le modulateur retire au signal sa composante continue.

Le codage de canal est le maillon de la chaîne qui nous intéresse tout particulièrement : c'est en effet lui qui met en place la structure permettant à la réception de corriger le bruit, à savoir le code correcteur d'erreur. La transmission est modélisée par un canal gaussien ou par un canal de Rayleigh, suivant les phénomènes que l'on souhaite mettre en évidence.

À la réception, l'estimateur de canal élabore la réponse en impulsion du canal et précède l'égaliseur, chargé de corrélérer les différents signaux reçus. Enfin le décodeur permet de retrouver l'information originelle.

3. Codage Source

L'ensemble des données numériques à transmettre est codé en une suite de 0 et de 1 par un processus qui dépend de la nature des données, et qui généralement supprime de la redondance éventuellement présente dans celles-ci. Par exemple pour la transmission d'images on peut utiliser l'algorithme de compression avec pertes JPEG. Le signal à transmettre

peut être représenté par une source binaire, dont la sortie est un signal discret constitué des deux éléments binaires 0 et 1 (bits). Cette source possède un débit, qui s'appelle débit d'information binaire de la chaîne de transmission, et qui est égal au nombre d'éléments binaires transmis par la source par unité de temps.

4. Codage canal

En pratique des erreurs peuvent se produire durant la communication, et elles sont principalement dues au bruit et aux interférences produites par le canal de transmission lui-même. Pour y remédier, on utilise un codage correcteur d'erreurs : des bits de redondance sont ajoutés aux informations numériques à transmettre, et ceux-ci permettent au récepteur de détecter et/ou corriger des erreurs.

Le codeur est chargé d'ajouter aux bits d'information des bits de redondance qui permettront de savoir si des erreurs dues au bruit ont affecté l'information et, le cas échéant, de les corriger. Le bruit ne fait bien sûr pas la distinction entre bits d'information et bits de redondance, sur lesquels des erreurs peuvent donc également intervenir. L'enjeu est alors de détecter et de corriger toutes les erreurs touchant l'information, sans en introduire de nouvelles.

4.1. Les codes correcteurs

A. Codes linéaires

Nous allons utiliser les notations suivantes :

k - pour désigner la longueur du mot d'information

r - pour désigner le nombre de bits de contrôle (redondance)

n - pour désigner la longueur du mot de code

Nous avons $n=k+r$.

Les codes linéaires sont des codes où les bits du mot de code s'obtiennent à partir des bits d'information, avec les connecteurs logiques OU EXCLUSIF et ET. Nous avons ainsi une bijection linéaire entre les mots d'information et les mots de code.

Exemple:

mot d'information: $i=(i_1, i_2, \dots, i_k)$

mot de code : $c=(c_1, c_2, \dots, c_n)$, où $i_j, c_j \in B=\{0,1\}$

Nous partons donc de la chaîne i , qui a k éléments et, après avoir ajouté les bits de redondance, nous obtenons la chaîne c . L'exemple le plus simple est l'ajout d'un bit de parité :

$$i = (1 \ 0)$$

$$c = (1 \ 0 \ 1)$$

$$k=2, n=3$$

Le dernier bit de c est calculé comme la somme (modulo 2) des bits de i .

- **Distance minimale**

La distance entre deux codes, c_1 et c_2 , se définit comme le nombre de bits égaux à 1 contenus dans la somme c_1+c_2 (modulo 2). La distance minimale est donc la plus petite distance que l'on peut trouver entre deux mots quelconques du code.

- **Matrice génératrice**

Comme les mots d'information ont une longueur k , on peut avoir 2^k mots différents, qui forment un espace vectoriel de dimension k . Si nous considérons le fait que les mots de codes sont en bijection linéaire avec les mots d'information, nous pouvons dire que ces derniers forment un sous-espace vectoriel de dimension k de $\{0,1\}^n$. Il suffit alors de trouver une matrice G de dimension (k,n) , formée des vecteurs de base de ce sous-espace vectoriel. Un mot quelconque sera obtenu comme :

$$c=i*G$$

On appelle matrice génératrice du code la matrice G.

- **Matrice de contrôle**

On appelle code dual de C un code D défini sur le sous-espace orthogonal à l'ensemble des mots du code C et on note H la matrice génératrice de ce code dual. On a la relation :

$$G * H^t=0$$

En effet, d'après la définition de H, tous les vecteurs-lignes de G sont orthogonaux à tous les vecteurs-lignes de H. On appelle matrice de contrôle pour le code C la matrice H.

- **Syndrome**

Avec ces propriétés, pour un mot donné c, le produit $H*c^t$ est nul si et seulement si c est un mot de code. On peut définir ainsi le syndrome :

$$s = H*c^t$$

qui est un vecteur-colonne de r bits. Si le syndrome s est nul alors le mot c appartient à l'ensemble des mots du code et sinon, il est égal à la colonne de H correspondant au bit erroné (pour le cas où l'on est sûr de ne pas avoir plus d'une erreur).

B. Le code de Hamming

Voyons comment les différentes notions introduites s'appliquent au cas d'un codeur linéaire simple. Nous devons d'ores et déjà mentionner le fait que le code de Hamming ne peut corriger qu'une seule erreur à la fois. Lors d'une transmission, si nous sommes sûrs de ne pas trouver plus d'une erreur, nous avons n+1 possibilités (pour les cas où l'erreur affecte l'un des n bits et le cas où il n'y a pas d'erreur). D'autre part, comme le vecteur syndrome a r lignes, nous ne pouvons pas avoir plus de 2^r possibilités. Pour que nous puissions corriger l'erreur, il faut donc avoir la relation

$$2^r \geq n+1, \text{ soit } 2^r - 1 \geq n$$

Les codes de Hamming sont, par définition, les codes qui corrigent une erreur et où l'on a :

$$2^r - 1 = n$$

Nous avons étudié le code de Hamming pour n=7 et k=4. La matrice de contrôle est dans ce cas :

$$H = \begin{bmatrix} 0001111 \\ 0110011 \\ 1010101 \end{bmatrix}$$

Les colonnes de H représentent exactement la transcription binaire des nombres de 1 à 7. Le syndrome va donc donner directement le bit erroné.

La matrice G, qui se déduit de la matrice H, est :

$$G = \begin{bmatrix} 1110000 \\ 1001100 \\ 0101010 \\ 1101001 \end{bmatrix}$$

On vérifie alors facilement si un mot c appartient au code ou non, en effectuant le produit $c * H^t$, qui nous donne, en cas d'erreur, la transcription binaire du numéro du bit erroné.

En réalisant l'histogramme des distances (le nombre des mots de code à distance fixée), nous pouvons constater que la distance minimale de ce code de Hamming est 3.

Bien qu'un codeur-décodeur de Hamming soit relativement facile à implémenter, il est très limité à cause de son pouvoir de correction : il ne fonctionne que si l'on n'a qu'une erreur à traiter. Par exemple, comme nous le voyons dans l'exécution du programme ci-dessous, si on reçoit un mot $c = [1110010]$ affecté par deux erreurs (en position 3 et en position 5), le syndrome est :

$$s = [110],$$

On obtient donc comme mot transmis $c = [1110000]$, qui est un mot de code mais pas le mot d'où nous sommes partis.

C. Le codeur convolutif

Une notion absente des codes linéaires vient s'ajouter, lorsque l'on s'intéresse aux codeurs convolutifs : il s'agit du treillis associé au codeur.

En effet, pour représenter le fonctionnement d'un codeur convolutif, on peut employer un diagramme de transitions d'état, développé en fonction du temps. Ce temps discrétisé est appelé niveau de nœud. L'état est décrit par la mémoire du codeur : pour un codeur de mémoire de taille v , 2^v états sont accessibles (4 dans notre cas, où la mémoire du codeur est constituée de 2 bits). On inscrit sur chaque branche associée à une transition possible entre deux états, les bits sortant du codeur quand cette transition a lieu.

Tout chemin de ce graphe, et seulement tout chemin, représente donc une suite que peut émettre le codeur.

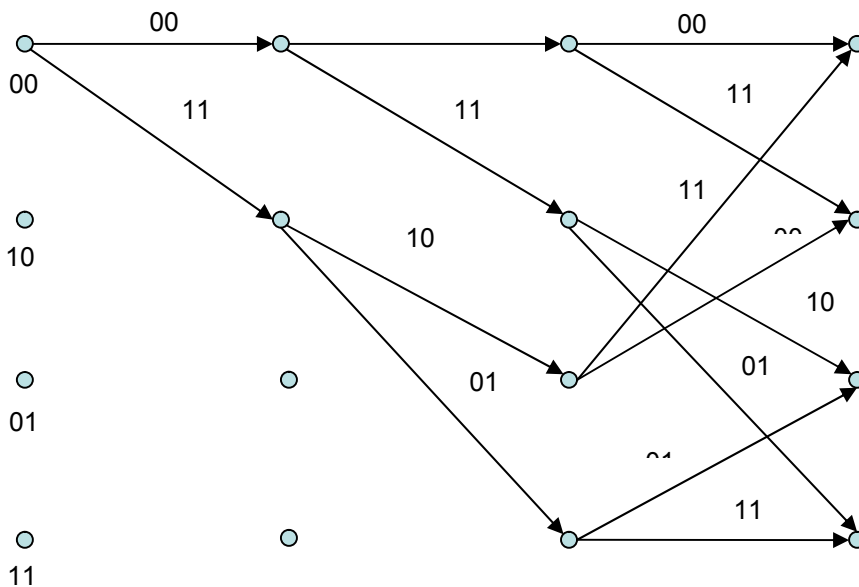


Figure 2. Treillis du codeur convolutif

Les champs d'application du codeur convolutif sont extrêmement variés : en effet, la structure du codeur est particulièrement simple et son implémentation permet de conserver une information de fiabilité sur chacun des bits reçus.

Nous avons utilisé des codeurs convolutifs itératifs systématiques. Explicitons ces différents termes :

- convolutif** : la décision est prise en fonction des probabilités de chacun des bits (on conserve une information souple de fiabilité sur chacun des bits).
- itératif** : on exécute plusieurs fois le même algorithme jusqu'à ce que l'on obtienne des probabilités satisfaisantes.
- systématique** : le mot d'information initial est récupéré directement dans le mot de code reçu.

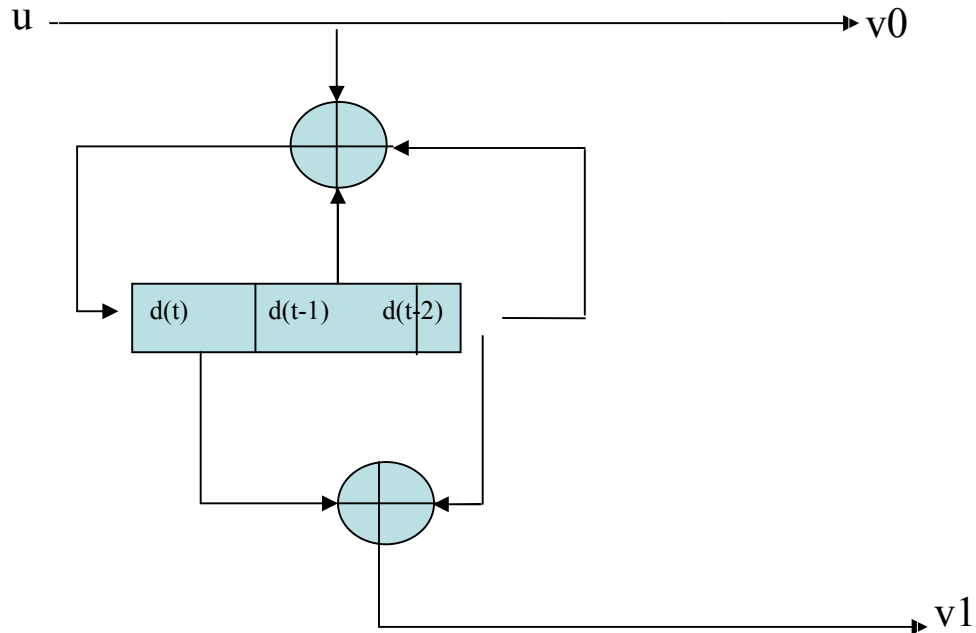


Figure 3. Exemple de codeur convolutif itératif systématique

Le codeur convolutif est aussi caractérisé par sa mémoire, comme nous pouvons le voir sur la figure 4 (d_{t-1} , d_t). Cette mémoire peut être plus grande : ici elle est de taille deux, ce qui correspond à notre implémentation.

Pour les turbo-codes, le codage se fait à l'aide de plusieurs codeurs convolutifs (dont le nombre donne le nombre de niveaux), mis en parallèle. Nous nous sommes limitées à deux niveaux, la complexité augmentant très rapidement avec le nombre de codeurs mis en jeu.

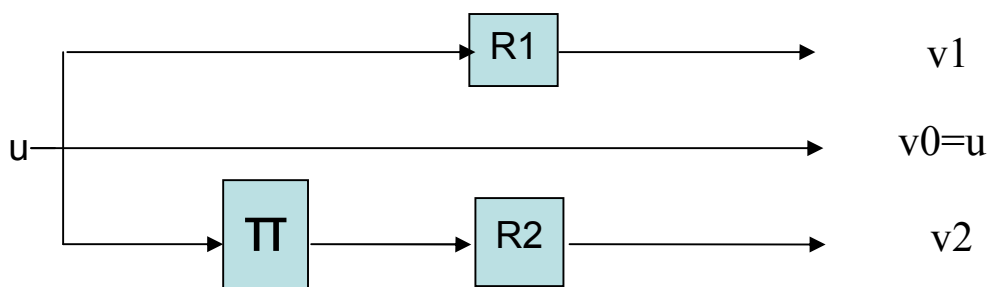


Figure 4. Codeur pour le turbo-codage

Les deux codeurs convolutifs travaillent sur la même chaîne de bits, mais ils sont décorrélés à l'aide d'un entrelaceur.

Soulignons enfin le fait que dans l'algorithme de codage-décodage nous accordons beaucoup d'importance à l'état de la mémoire du codeur. En effet, pour pouvoir faire le décodage, il faut non seulement que la mémoire du codeur parte mais aussi revienne dans l'état (0,0). Si nous imposons l'état initial, l'état final dépend de la chaîne que nous donnons à

l'entrée du codeur. Nous ne pouvons cependant pas empêcher l'utilisateur de transmettre n'importe quelle chaîne ! Nous avons donc ajouté deux bits à la chaîne donnée, en fonction de l'état de la mémoire à laquelle elle conduit, pour forcer la mémoire à revenir à l'état (0,0).

5. Codage de ligne

Pour transmettre un signal en mode numérique il faut le coder au moyen d'un code en ligne qui consiste à mettre les données numériques sous forme d'impulsions et de niveaux. Autrement dit, le principe de codage en ligne a pour but d'associer une suite d'impulsions physiques à une suite d'éléments binaires.

Caractéristiques des codes en ligne

La distinction des codes en ligne se fait suivant plusieurs critères, parmi les plus connus, citons :

- 1- leur complexité de mise en œuvre
- 2- leur occupation spectrale :

La largeur de bande de fréquence occupée dépend du mode du code utilisé. On trouve que certains codes, leurs spectre autour de la fréquence zéro, n'a pas de composante et que ses composantes basses fréquences sont fortement atténuées, et cela est très utile dans certaines applications.

- 3- la densité des transitions dans le signal émis :

Dans le signal émis, la densité des transitions est primordiale pour restituer une horloge, afin d'échantillonner le signal émis et de le restituer à la réception.

- 4- la facilité avec laquelle il est possible de récupérer l'horloge.
- 5- l'immunité au bruit ou la résistance au bruit :

Le milieu à travers lequel les données sont transmises est bruité d'une façon permanente, et le signal au niveau du récepteur est retardé, bruité et atténué par rapport au signal émis. Le taux d'erreur binaire est lié principalement au codage utilisé.

Ces caractéristiques peuvent être intéressantes dans certaines applications, et non dans d'autres.

Catégories des codes en ligne

- Unipolaire : les signaux se trouvent dans un seul côté de l'axe de temps, où les valeurs sont positives ou nulles (≥ 0), c'est-à-dire (0, +1, +2, ...).
- Polaire : on trouve les signaux dans les deux côtés de l'axe de temps, c'est-à-dire que les valeurs sont symétriques par rapport à l'axe de temps, donc le signal peut prendre les valeurs ($\pm 1, \pm 2, \dots$).
- signal bipolaire : Trois niveaux, négatif, zéro et positif, ou peut être définie comme étant un signal polaire, plus la valeur de « 0 ».

Il existe plusieurs codes en ligne, mais dans les paragraphes qui suivent, nous allons décrire quelques-uns qui sont les plus utilisés

Types de code en ligne

On distingue

- 1- code unipolaire avec non-retour à zéro (NRZ).
- 2- code polaire avec non-retour à zéro (NRZ).
- 3- code unipolaire avec retour à zéro (RZ).
- 4- code polaire avec retour à zéro (RZ).
- 5- Code à inversion alternée non retour à zéro (Alternante Mark Inversion) AMINRZ ou code bipolaire simple.
- 6- Code à inversion Alternée avec retour à zéro (Alternante Mark Inversion) AMIRZ, ou code bipolaire.

- 7- code biphasé (Manchester).
- 8- Le code Manchester différentiel.
- 9- code Miller.

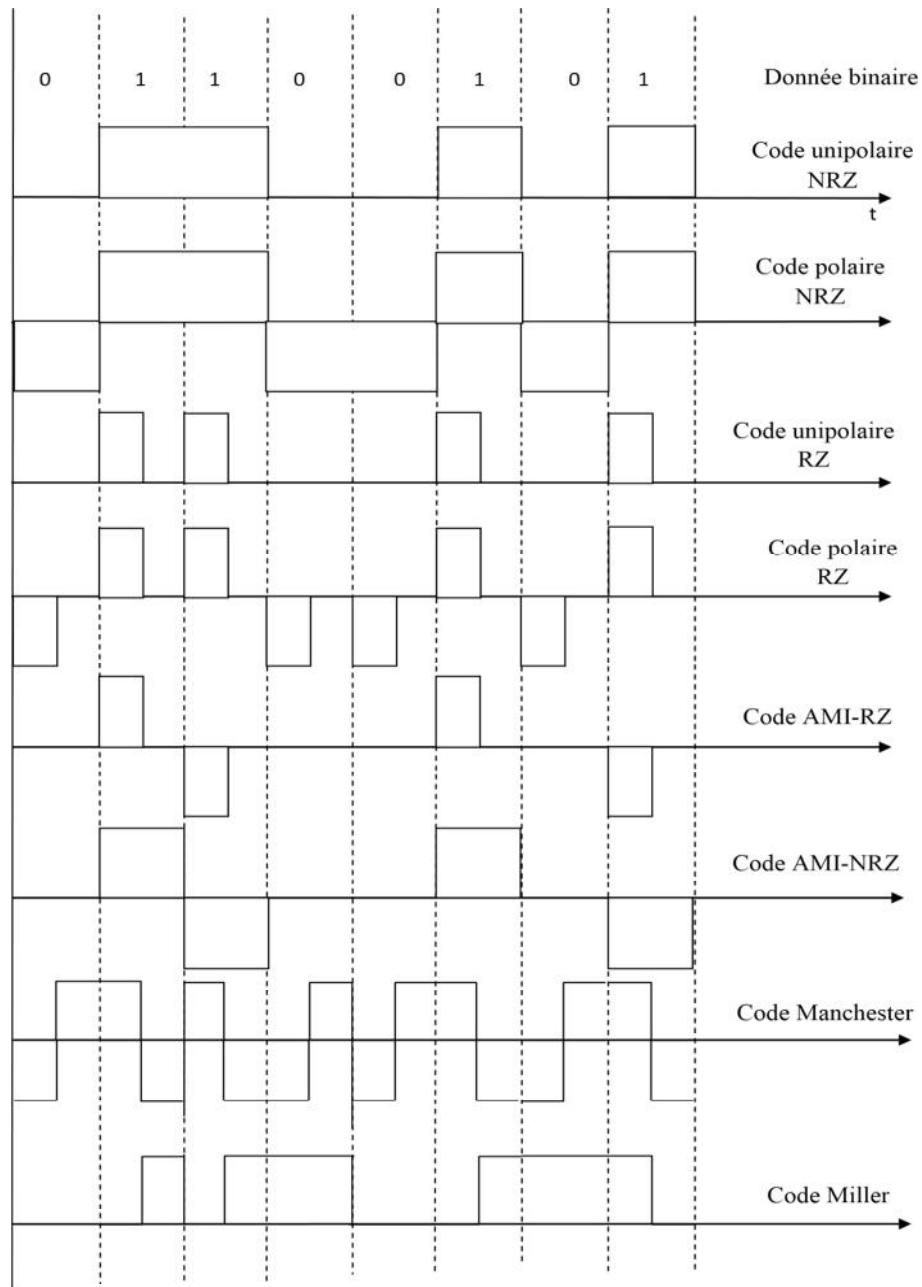


Figure 5. Chronogramme comparatif des différents codes en ligne

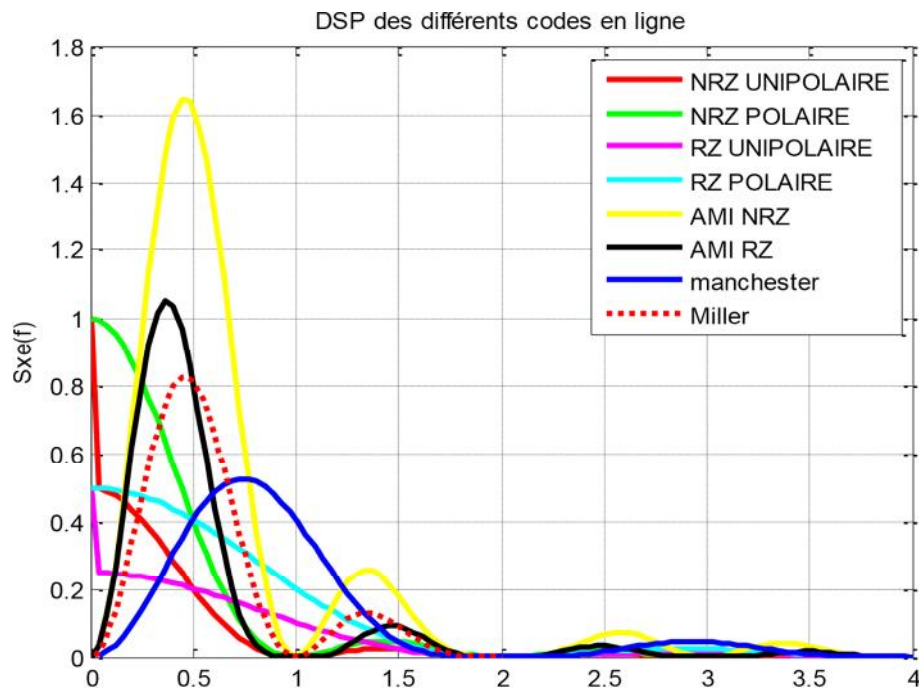


Figure 6. DSP des différents codes en ligne

6. Modulation

La modulation intervient lorsque :

- l'on veut faire passer plusieurs informations simultanément dans le même canal de transmission ;
- l'on veut transmettre l'information à des distances importantes ;
- l'on veut diminuer le bruit dont est victime l'information lors de sa transmission.

La modulation consiste alors à adapter l'information à transmettre à un canal de communication mais ce n'est pas une obligation.

Moduler, c'est le moyen de séparer des informations provenant de différentes sources et ayant le même spectre qui utilisent le même support de transmission de façon à permettre à différents émetteurs de retrouver l'information qui les concerne.

6.1. Transmission en bande de base

La transmission en bande de base consiste à transmettre directement le signal sur le support sans transposition de fréquence.

Cela peut se faire par exemple pour des signaux numériques en utilisant un modem dit à bande de base. Celui-ci utilise directement des supports physiques de types métallique (paires torsadées ou câble coaxiaux) ou fibre optique.

Dans la plupart des cas, les harmoniques supérieures à un certain rang peuvent ne pas être transmises sans qu'on note une altération inacceptable du signal. Les harmoniques d'un signal transmis sur une ligne sont diversement atténués, suivant leur fréquence, par la bande passante de la ligne. Si l'ensemble des harmoniques utiles du signal à transmettre se situent dans la bande passante de la ligne que l'on souhaite utiliser, on peut appliquer ce signal directement à l'entrée de la ligne. Il sera transmis sans atténuation notable à l'autre extrémité.

Les inconvénients majeurs de ce mode de transmission sont ;

- Sensibilité aux parasites (bruits en $1/f$)
- Coût élevé pour la transmission sur fibre optique ou câble coaxial ;
- Impossibilité de partage direct d'un même canal par plusieurs sources (on ne peut pas suivre plusieurs conversations à la fois !)
- Impossibilité de transmission à l'air de signaux basse fréquences (exemple : le son dont les fréquences vont de 20 à 20 kHz soit des longueurs d'onde de 15 à 15000 km !).

6.2. Transmission en bande transposée

La transmission en bande transposée dite aussi modulation consiste à transmettre le signal de l'information en lui faisant subir une modification préalable de son spectre.

La modulation utilise deux signaux :

- Le signal modulant de basse fréquence qui contient l'information et qui peut-être analogique (voix) ou numérique (données informatiques) ;
- Un signal porteur de haute fréquence dont l'un des paramètres (amplitude, fréquence, phase) varie en fonction des évolutions du signal modulant.

Il ne s'agit pas ici de décrire les principes de mise en œuvre de ces modulations mais de donner quelques informations succinctes pour comprendre le principe de la modulation. Il existe différents modes de modulation qui peuvent consister à réaliser :

- soit une transposition plus ou moins directe du spectre du message vers les hautes fréquences (modulation d'amplitude, de fréquence) ;
- soit une modification radicale du signal lui-même en utilisant des moyens numériques, notamment l'échantillonnage (modulation par impulsions) ;
- soit une combinaison des deux techniques précédentes (Wide Band Code Division Multiple Access - W-CDMA).

L'usage de la modulation permet ainsi de :

- diminuer les longueurs d'onde de signaux transmis (exemple : une fréquence de 100 MHz correspond à une longueur d'onde de 3,00 mètres) ;
- diminuer la présence de bruit lors de la transmission ;
- transmettre de signaux par voie hertzienne (exemple : la radio) ;
- transmettre simultanément sur le même support plusieurs informations sans « télescopage » par multiplexage fréquentiel.

Sa mise en œuvre est toutefois :

- plus complexe : risque d'augmentation de la dégradation du signal due aux équipements ;
- plus consommatrice de bande passante que pour le message d'origine. La bande de fréquences à l'émission est plus importante que celle du message d'origine (transposition vers les hautes fréquences).

6.3. Modulations numériques

Le modulateur numérique est un module de la chaîne de communication qui forme des symboles a_k (en général, complexes), en fonction des vecteurs de bits à son entrée. Le démodulateur est un module situé à la réception, qui estime les valeurs des bits correspondant aux symboles a_k , en ayant une estimation des a_k à son entrée.

Lors du design du modulateur, deux choses principales sont à déterminer:

- type de modulation ou la constellation dans la plan complexe,
- étiquettes des points de la constellation.

Le type de modulation est défini par le fait si le système est plutôt limité en puissance ou en bande passante.

En ce qui concerne le démodulateur, il est placé derrière le module de prise de décision ou il le remplace. Pour démoduler, on définit les régions de décision sur le plan complexe et on accorde au vecteur des bits estimé la valeur correspondante.

Nous allons maintenant présenter les types de modulation les plus répandues.

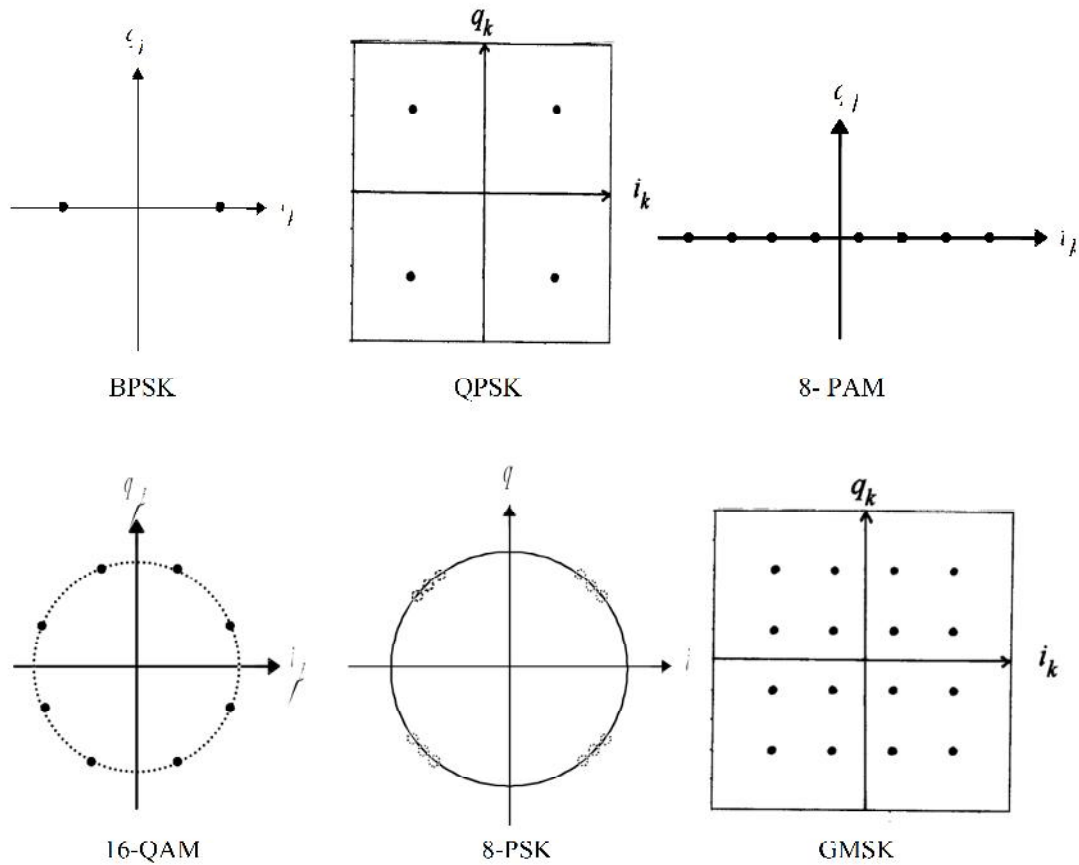


Figure 7. Exemples des modulations.

- BPSK (Bipolar Phase Shift Keeling) - la modulation la plus simple. Nous avons $a_k \in \{1, -1\}$. Chaque symbole est réel, et
 - QPSK ou 4-QAM (Quadripôle Phase Shift Keeling ou Quadrature Amplitude Modulation avec $M = 4$). Les symboles a_k prennent les valeurs $1 + j, 1 - j, -1 + j, -1 - j$. Chaque Symbole est généré a partir d'un vecteur de 2 bits et avec $i_k = \text{Re}\{a_k\}$ et $q_k = \text{Im}\{a_k\}$.
 - M-PAM (Pulse Amplitude Modulation avec M symboles): $a_k \in \{1, 2, \dots, M/2, -M/2, \dots, -1\}$. Les symboles sont réels. Comme nous avons vu dans les cours précédents, cette modulation n'est pas très efficace quand M est grand, puisqu'elle prend beaucoup de puissance émise. Notons que BPSK est un cas particulier de M- PAM.
 - M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation avec M symboles): $a_k = n + jm$, ou $n, m \in \mathbb{Z}$.
- Ceci est une modulation largement utilisé dans les systèmes avec des limitations en bande passante. Quand la constellation est grande (M grand), elle peut consommer beaucoup de puissance. QPSK est un cas particulier. D'habitude, $M = 4, 16, 64, 256$, parce que, pour les constellations carrées, les voies I et Q peuvent être indépendantes.
- M-PSK (Pulse Shift Keing modulation avec M symboles): Les points de la constellation sont situées sur un cercle unitaire autour du zéro. Ceci est une modulation bien adaptée aux systèmes avec des limitations en puissance émise (la puissance émise par symbole est constante et égale à 1). BPSK et QPSK sont des cas particuliers. On rencontre également 8-PSK, mais rarement plus, car avec le nombre des points la probabilité d'erreurs par symbole augmente.

7. Canal de transmission

Lorsqu'il s'agit de transmettre des informations, plusieurs cas peuvent se présenter : d'une part, il faut soit effectuer une liaison point à point entre un émetteur et un récepteur (téléphonie), soit diffuser l'information à partir d'un émetteur vers plusieurs récepteurs (radio/télé diffusion). En fonction du type de liaison (point à point ou diffusion), des contraintes économiques et matérielles, s'effectue le choix du média de transmission (câble coaxial ou paires torsadées, fibres optiques, radio pour les communications Hertzienne, etc). Le média de transmission, auquel s'ajoutent les perturbations et déformations (bruits, diaphonie, distorsions) de l'information, est appelé canal

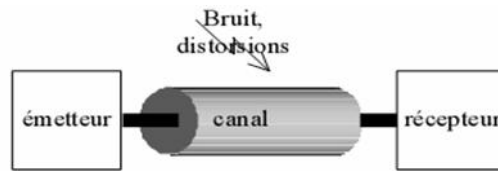


Figure 8. Canal de transmission

7.1. Supports physiques de transmission

La propagation d'un signal est libre quand le signal peut se propager librement suivant toutes les directions. Elle est guidée quand le signal est contraint de se déplacer dans un espace limité.

- Propagation libre

La transmission hertzienne est une transmission libre entre une antenne émettant une onde électromagnétique et une antenne réceptrice. Elle se fait sans support prévu à cet effet : elle peut se faire dans l'atmosphère. Selon les fréquences f utilisées, et les longueurs d'ondes associées λ , plusieurs bandes sont définies (cellulaire, radio, télévision, réseau Wi-Fi...)

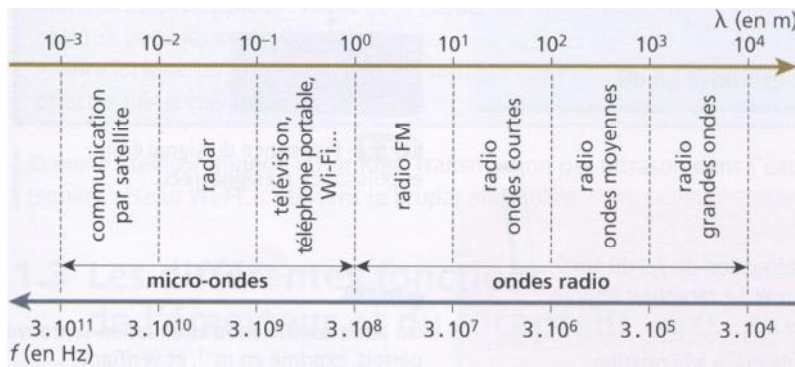


Figure 9. Spectre électromagnétique 1

On utilise la modulation pour obtenir des canaux de transmissions pour chaque domaine ; La modulation consiste à modifier une ou plusieurs caractéristiques de l'onde radio afin de l'adapter au canal de transmission.

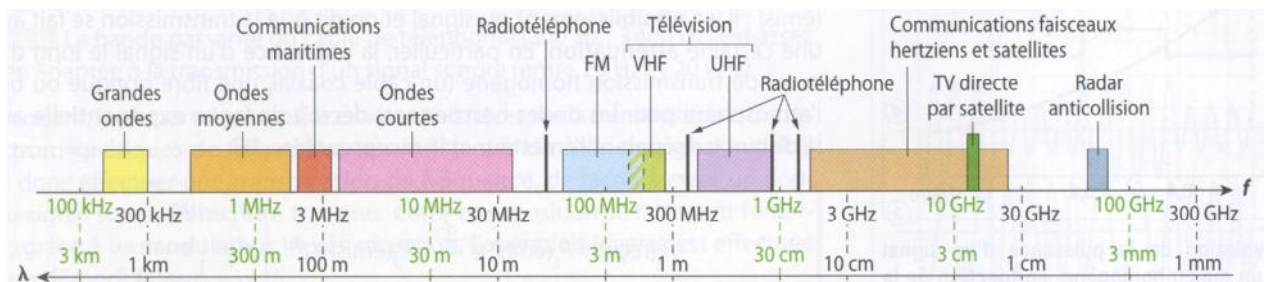


Figure 10. Spectre électromagnétique 2

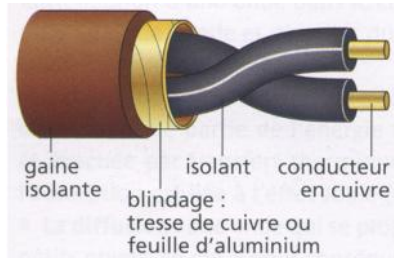
• **Propagation guidée**

La propagation guidée utilise un guide d'onde, appelé canal de transmission, dans lequel l'onde se propage.

a) Transmission par câble

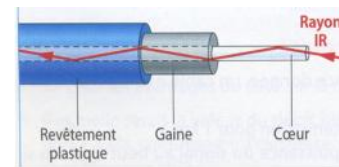
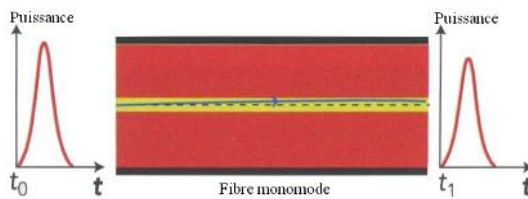
Le câble à paire torsadée est constitué de deux fils de cuivre dans un isolant, entrelacés en torsade. Ce câble est employé en informatique (RJ45), en particulier pour le transfert à haut débit, mais aussi pour les lignes téléphoniques.

Les câbles coaxiaux sont encore parfois utilisés, notamment pour relier une antenne satellite ou hertzienne à un téléviseur. Leur constitution fait qu'ils ne rayonnent pas et sont peu sensibles au bruit.



b) Transmission par fibre optique

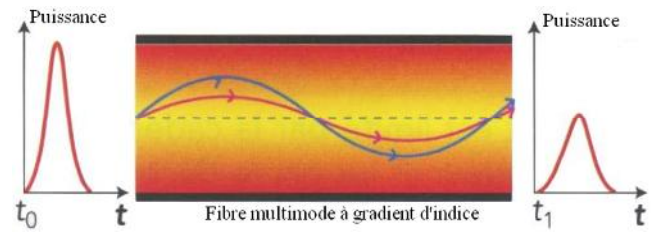
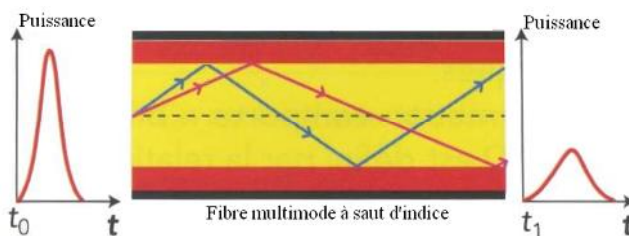
Une fibre optique est composée d'un milieu transparent central, le «cœur» entouré d'une «gaine ». Le tout est enserré dans un revêtement plastique de protection. Les indices de réfraction du cœur et la gaine diffèrent : la surface limitant le cœur et la gaine forme un dioptre sur lequel un rayon lumineux se réfléchit.



Ainsi, un signal lumineux peut se propager le long du cœur de la fibre : en ligne droite dans une fibre monomode ou suivant **des parcours différents, appelés modes** dans une fibre multimode.

La durée de propagation lors du parcours le long d'une fibre monomode est unique, de sorte que le signal y est transmis sans déformation.

En revanche, cette durée dépend du mode dans les fibres multimodes ce qui crée une déformation, un étalement du signal lors de la propagation.



Fibre multimode à saut d'indice : l'indice de réfraction varie brusquement entre le cœur et la gaine.

Fibre multimode à gradient d'indice : l'indice de réfraction varie progressivement entre le cœur et la

7.2. Modélisation d'un canal de transmission

Dans le cas idéal un canal de transmission est transparent et adapté à la source d'information et au destinataire



Figure 11. Canal idéal

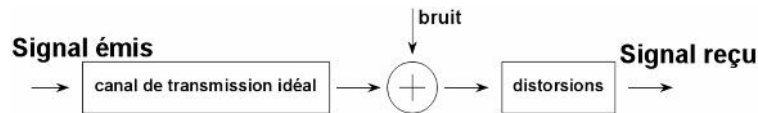


Figure 12. Modélisation du canal

Un canal de transmission peut introduire sur un signal plusieurs perturbations, on peut les représenter par un bruit additif et des distorsions.

La réponse impulsionnelle d'un canal de transmission linéaire $h(t)$

$$s(t) = e(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau$$

La réponse fréquentielle ou fonction de transfert est la transformée de fourrier de la réponse Impulsionnelle :

$$H(\omega) = \exp[-\alpha(\omega) - j\beta(\omega)]$$

α : est l'atténuation en Neper (Np).ou

β : est le déphasage en radian.

Lorsque 2 canaux linéaires sont en cascade, leurs fonctions de transfert se multiplient, les déphasages et les atténuations s'ajoute.

Le canal de transmission idéal ne déforme pas le signal cependant il peut l'atténuer et le retarder de façon uniforme.

Si le canal de transmission est linéaire (indépendant du niveau du signal) des distorsions linéaire peuvent exister.

Si α dépend de t : Distorsion d'amplitude.

Si β n'est pas proportionnelle à t : Distorsions de phase.

Dans chacun des cas les signaux autres que les sinusoides sont déformés, notamment les signaux logiques (très sensible aux distorsions de phase). Mais la densité spectrale de puissance du signal n'est pas modifiée par une distorsion déphase pure, et l'oreille n'y est pas sensible dans les cas des signaux sonores

7.3. Bande passante

Chaque canal de transmission a une bande passante limitée c'est-à-dire :

- Certains signaux se propagent correctement sur le support.
- Certains ne se propagent pas du tout.

La bande passante c'est la bande fréquence des signaux dont la puissance à la sortie, après transmission sur le support, est supérieure à un seuil donné (3dB). Par exemple la puissance d'un signal sinusoïdale est au pire dévisé par 2.

$$\frac{P_{\text{entrée}}}{P_{\text{sortie}}} = 2 \Rightarrow 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{entrée}}}{P_{\text{sortie}}} \right) = 3 \text{ dB}$$

7.4. Capacité d'un canal

En présence de bruit sur le canal, la transmission n'est pas parfaite et il convient dès lors de déterminer la proportion des symboles qui risquent d'être entachés d'erreur.

Pour chaque milieu de transmission, on peut chiffrer la capacité théorique du canal C en $[b/s]$, c'est-à-dire le nombre maximum de bits par seconde qu'il est possible de transmettre avec une erreur aussi faible que voulue, exprimée à partir de la bande passante du canal $[0, W]$ et du rapport signal à bruit S/N à l'intérieur du canal. Cette relation est dite de SHANNON-HARTLEY

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

7.5. Modèles de canaux

- **Canal gaussien**

Pour les codes que nous avons implémentés, nous avons toujours supposé que le canal était affecté par un bruit gaussien blanc. Ce bruit est avant tout un modèle, basé sur les deux suppositions suivantes :

- tous les bits ont même probabilité, quelle que soit leur position.
- les erreurs des différentes positions sont indépendantes.

Le bruit est dit gaussien car il a une densité de probabilité gaussienne.

Bien que ce modèle paraisse simple, on rencontre en pratique plusieurs difficultés. En effet, on peut avoir des probabilités variables suivant les positions et, de plus, les erreurs ont tendance à être liées entre elles, et non indépendantes (par exemple quand la cause de l'erreur est commune et intervient de façon globale sur le canal). Cependant, comme au niveau de la modélisation il n'est pas possible d'avoir plus d'informations sur le bruit, la modélisation considérée paraît raisonnable. C'est d'ailleurs une excellente modélisation du bruit thermique, perturbation universelle s'il en est.

- **Canal de Rayleigh**

Un autre modèle que nous avons envisagé consiste en un canal de transmission affecté par les évanouissements de Rayleigh.

Dans le cas d'un canal gaussien blanc, nous avons considéré le signal reçu $y(t)$ suivant :

$$y(t) = x(t) + b(t)$$

où $x(t)$ est le signal envoyé et $b(t)$ le bruit (purement additif).

Le modèle de Rayleigh considère une modification de l'amplitude du signal :

$$y(t) = h(t) * x(t) + b(t)$$

où $h(t) = \alpha(t) + j\beta(t)$ avec $\alpha(t)$ et $\beta(t)$ distribuées selon des lois gaussiennes.

8. Canal de propagation radio

Lors d'une transmission sans fil, les ondes ou le signal transmis sont généralement affectés par trois types de phénomènes physiques : la réflexion, la diffraction, la diffusion.

- **La réflexion** se produit lorsque le signal transmis rencontre des obstacles de grande dimension comparés à sa longueur d'onde. Ce pourrait être un bâtiment, la terre ou encore bien d'autres obstacles. Dans ce cas, le signal est renvoyé vers la source au lieu de poursuivre sa propagation vers le récepteur.

- **La diffraction** se produit lorsque le signal est obstrué par une surface irrégulière et pointue ou encore ayant une faible ouverture. Le signal est ainsi diffusé en traversant l'obstacle. Généralement, les ondes issues de cette diffraction sont utilisées pour établir d'autres trajets entre l'émetteur et le récepteur en cas de non-visibilité directe.
- **La diffusion** quant à elle est un phénomène physique qui force le rayonnement d'une onde électromagnétique à dévier du trajet direct par un ou plusieurs obstacles locaux ayant des dimensions réduites comparés à la longueur d'onde du signal transmis. On appelle ces obstacles des diffuseurs. Comme exemples, nous pouvons citer le feuillage, les panneaux de signalisation et les lampadaires.
- **La réfraction** se produit lorsque le signal traverse un mur, ou une surface et se retrouve dans un milieu ayant un indice de réfraction différent du premier milieu de propagation. Ce phénomène induit une déviation de la direction de propagation.
- **Le guidage d'ondes** se produit lorsque le signal traverse un tunnel, un couloir. Le signal se propage dans la direction du guide.

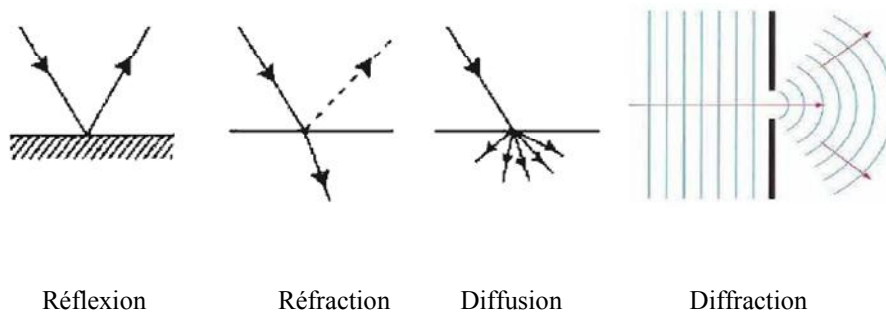


Figure 13. Synoptique des phénomènes de propagation

Nous constatons ainsi que la propagation d'un signal radio rencontre ces différents phénomènes dont l'intensité varie en fonction des environnements. L'ensemble de ces phénomènes rend la prédiction de comportement très complexe. L'une des caractéristiques uniques dans un canal sans fil est le «fading». C'est la variation de l'amplitude et de la phase du signal avec le temps et la fréquence. Contrairement au bruit additif régulièrement responsable de la dégradation du signal, le fading est non additif. Il peut être causé par le multi trajets (multi-path fading), ou l'ombrage des obstacles (Shadowing). Les phénomènes d'évanouissement peuvent être classés en deux types:

À grande échelle ; À petite échelle.

8.1. Fading à grande échelle

On parle de fading à grande échelle lorsque le mobile se déplace sur une grande distance telle qu'une cellule par exemple. Il est causé par les pertes de propagation du signal en fonction de la distance et l'ombrage des objets tels que des immeubles, la végétation.

a) Pertes de propagation

Les pertes de propagations sont définies comme le rapport entre la puissance du signal reçue et celle transmise, ce qui décrit l'atténuation de la puissance moyenne en fonction de la distance. Il est important de la connaître afin d'établir un bilan de liaison approprié pour une bonne couverture radio.

b) L'ombrage

L'ombrage signifie la puissance moyenne du signal reçu sur une grande surface (environ une dizaine de longueurs d'onde) due à l'évolution dynamique des trajets de propagation par laquelle les nouveaux trajets apparaissent et les anciens disparaissent. À cause de la variation de l'environnement immédiat, la puissance reçue est différente de celle moyenne pour une distance donnée qui affecte de façon globale les pertes de propagations.

8.2. Fading à petite échelle

Le fading à petite échelle concerne la variation rapide du niveau du signal. La variation rapide est due aux interférences constructives et destructives des multi-trajets lorsque le mobile se déplace sur une courte distance. Le fading à petite échelle consiste en deux mécanismes indépendants. L'étalement temporel du signal et la variation temporelle du comportement du canal de propagation. La variation temporelle du canal cause un décalage de Doppler. Pour le mesurer, on regarde l'élargissement spectral du signal causé par le mouvement relatif du récepteur par rapport à l'émetteur. Le décalage de Doppler f_d est une fonction de la vitesse du récepteur. Il a un impact sur la description du canal, en fait grâce à lui on peut dire si le canal est à évanouissement lent (Slow Fading) ou fading rapide (Fast Fading). Dans un canal à fading rapide, le temps de cohérence, T_c du canal est plus petit que la durée du symbole du signal transmis $T_s \sim T_c$ tandis que dans un canal à fading lent, la réponse impulsionnelle du canal change à un débit plus lent que le signal en bande de base transmis, $s(t)$. La période symbole du signal est plus petite que le temps de cohérence du canal $T_s \ll T_c$.

8.3. Pertes multitrajets

a) Le fading plat (Flat fading)

La dispersion temporelle dans un environnement multi trajet conduit le signal à subir soit un fading plat ou un fading de sélectivité fréquentielle. Si le canal a un gain constant et une réponse en phase linéaire sur une bande passante plus grande que celle du signal transmis, alors le signal reçu subit le fading plat (flat fading), ceci veut dire que le signal reçu n'est pas déformé par les interférences entre symboles. Dans un canal à fading plat, la bande passante du signal est plus petite que la bande de cohérence du canal ($B_s \ll B_c$). Alternativement, la dispersion temporelle peut être décrite comme période symbole T_s . Dans ce type de canal, T_s est plus grand que la racine carrée de l'étalement temporel du canal CJT .

b) sélectivité fréquentielle du canal

Dépendamment de l'ampleur de l'étalement de doppler le signal reçu subit soit un fading lent ou un fading rapide.

- **Fading rapide**

Il est observé lorsque le temps de cohérence du canal est plus petit que le période du symbole. De ce fait, la réponse impulsionnelle du canal varie rapidement pendant une période symbole. La variation dans le domaine temporelle est très liée au mouvement de l'émetteur ou du récepteur qui introduisent un étalement dans le domaine fréquentiel connu sous le nom de « Doppler Shift ». Soit f_m le décalage de Doppler maximal, et B_d la bande passante du spectre de Doppler. $B_d = 2f_m$. Le temps de cohérence est généralement exprimé par $T_c \sim 1/f_m$.

Ainsi donc $T_s > T_c$ implique $B_s < B_c$, le signal est soumis lorsque ces conditions sont remplies à un fading rapide.

- **Fading Lent**

Maintenant si nous considérons le cas de figure où la réponse impulsionnelle du canal varie très lentement comparativement au signal transmis. On peut supposer dans ce cas que le canal ne varie pas pendant la durée d'un ou de plusieurs symboles du signal, il est en fait considéré statique. Ceci signifie que l'étalement de doppler est plus petit que la bande passante du signal transmis. Dans ces conditions, le signal est soumis au phénomène de fading lent. $T_s \ll T_c$ et $B_s \gg B_c$. En achevant cette section il est important de garder dans l'esprit que le fading rapide et le fading lent n'ont rien à voir avec le fading temporel de dispersion induite. Ainsi la sélectivité fréquentielle du canal sans fil ne peut pas être jugée simplement à partir des caractéristiques du fading rapide et celui lent.

9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un état de l'art sur les chaînes de communication numériques. Nous avons démystifié toutes les composantes de la chaîne, en donnant les besoins de leurs intégrations dans la chaîne ainsi que leurs fonctionnement et limites éventuelles. Le chapitre suivant est consacré à l'étude de la technologie IEEE 802.11a source principale de notre travail de simulation.

Description et spécifications de la norme IEEE 802.11a

1. Background sur les standards de réseaux locaux sans fil (WLAN)

Le groupe de travail 802.11 a été initié en 90, et le standard IEEE 802.11 définissant les réseaux locaux sans fil a vu le jour en 97. Le standard d'origine a défini trois couches physiques pour une même couche MAC, correspondant à trois types de réseaux 802.11 :

- IEEE 802.11 FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum), utilisant la technique d'étalement de spectre basé sur le saut de fréquence.
- IEEE 802.11 DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), utilisant également la technique d'étalement de spectre mais basé sur une séquence directe.
- IEEE 802.11 IR (InfraRed), de type infrarouge.

Les réseaux IEEE 802.11 FHSS et IEEE 802.11 DSSS sont des réseaux radio sans fil émettant dans la bande ISM.

Etant donné leurs caractéristiques, ces trois types de réseaux ne sont pas directement compatibles entre eux. Même s'ils offrent une certaine opérabilité au niveau LLC, celle-ci ne se retrouve pas au ni niveau physique. Ainsi, une interface IEEE 802.11 FHSS ne peut pas dialoguer avec une interface IEEE 802.11 DSSS, et réciproquement. De même, IEEE 802.11 IR ne peut dialoguer avec un réseau IEEE 802.11 FHSS ni IEEE 802.11 DSSS. Pour obtenir cette opérabilité, il faudrait des produits multistandards, ce qui n'est pas le cas des produits existants.

De nombreuses améliorations ont été apportées au standard d'origine IEEE 802.11. Ces améliorations continuent actuellement. Quatre nouvelles couches physiques ont été ajoutées avec les standards IEEE 802.11b, IEEE 802.11a, IEEE 802.11g et IEEE 802.11n.

- IEEE 802.11b ou Wi-Fi utilise la même bande ISM que IEEE 802.11 mais avec des débits pouvant atteindre 11 Mbit/s. IEEE 802.11b est en réalité une amélioration de IEEE 802.11 DSSS. Ainsi, une caractéristique de IEEE 802.11b est de rester compatible avec IEEE 802.11 DSSS.
- IEEE 802.11a ou Wi-Fi 5, utilise une nouvelle bande, appelée bande U-NII, située autour de 5 GHz. Le débit de IEEE 802.11a peut atteindre 54 Mbit/s, mais en perdant la compatibilité avec 802.11 DSSS et FHSS et 802.11b, du fait de l'utilisation d'une bande différente.
- IEEE 802.11g utilise la bande ISM mais avec un débit pouvant atteindre 20 Mbit/s. Ce standard utilise en fait la modulation OFDM de 802.11a. Mais, contrairement à IEEE 802.11a, IEEE 802.11g est compatible avec 802.11 DSSS et IEEE 802.11b.
- IEEE 802.11n, et une évolution de 802.11g qui intègre la diversité spatiale MIMO.

La norme IEEE 802.11 définit les deux premières couches (basses) du modèle OSI, à savoir la couche physique et la couche liaison de données. Cette dernière est elle-même subdivisée en deux sous-couches, la sous-couche LLC (Logical Link Control) et la couche MAC (Medium Access Control).

La figure 10 illustre l'architecture du modèle proposé par le groupe de travail 802.11 comparée à celle du modèle OSI.

L'une des particularités de cette norme est qu'elle offre plusieurs variantes au niveau physique, tandis que la partie liaison est unifiée.

Chaque couche physique 802.11/a/b/g/n est divisée en deux sous-couches :

- la sous-couche PMD (Physical Medium Dependent) qui gère l'encodage des données et effectue la modulation.

- la sous-couche PLCP (Physical Layer Convergence Protocol) qui s'occupe de l'écoute du support et fournit un CCA (Clear Channel Assessment) à la couche MAC pour lui signaler que le canal est libre.

OSI L2 <i>Data Link Layer</i>	802.11 Logical Link Control (LLC)						
	802.11 Medium Access Control (MAC)						
OSI L1 <i>Physical Layer (PHY)</i>	FHSS	DSSS	IR	802.11b	802.11g	802.11a	802.11n

Figure 14. Couches L1 et L2 du standard IEEE 802.11a

1.1. Les bandes de fréquences ISM et U-NII

Les cinq couches radio du standard IEEE 802.11/a/b/g/n utilisent des fréquences situées dans des bandes dites sans licence. Il s'agit de bandes libres, qui ne nécessitent pas d'autorisation de la part d'un organisme de réglementation. Les deux bandes sans licence utilisées dans 802.11/a/b/g sont :

- la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical)
- la bande U-NII (Unlicensed-National Information Infrastructure).

1.1.1. La bande ISM

La bande ISM utilisée dans 802.11/b/g correspond à une bande de fréquence située autour de

2.4 GHz, avec une largeur de bande de 83.5 MHz (2.4 MHz – 2.483 5 MHz). Cette bande ISM est reconnue par les principaux organismes de réglementation, tels que la FCC au EtatsUnis, l'ETSI en Europe, l'ART en France. La largeur de bande libérée pour les RLAN varie cependant suivant les pays (voir tableau 1).

Tableau 1. Bandes de fréquences ISM selon les pays

Pays	Bande de fréquences
Etats-Unis (FCC)	2.400-2.485 GHz
Europe (ETSI)	2.400-2.4835 GHz
Japon (MKG)	2.471-2.497 GHz
France (ART)	2.4465-2.4835 GHz

1.1.2. La bande U-NII

La bande sans licence U-NII est située autour de 5 GHz. Elle offre une largeur de bande de 300 MHz (plus importante que celle de la bande ISM qui est égale à 83.5 MHz). Cette bande n'est pas continue mais elle est divisée en trois sous-bandes distinctes de 100 MHz. Dans chaque sous bande la puissance d'émission autorisée est différente. La première et la deuxième sous bande concernent des transmissions en intérieur. La troisième sous-bande concerne des transmissions en extérieur. Comme pour la bande ISM, la disponibilité de ces trois bandes dépend de la zone géographique. Les Etats-Unis utilisent la totalité des sousbandes, l'Europe n'utilise que les deux premières et le Japon la première. Les organismes chargés de réguler l'utilisation des fréquences radio sont : l'ETSI (European Télécommunications Standards Institute) en Europe, la FCC (Federal Communication Commission) aux Etats-Unis, le MKK (Kensa-kentei Kyokai) au Japon.

2. Spécifications de la norme IEEE 802.11a

Le groupe de travail IEEE 802.11 a développé des standards pour des couches physiques capables d'offrir un taux de bits élevé dans la bande de 5.2 GHz. En janvier 1997 le standard IEEE 802.11a a été créé. Ce standard permet d'utiliser un spectre de 300 MHz dans la bande de 5.2 GHz, prévue à l'usage d'une nouvelle catégorie d'équipements non

licenciés appelé infrastructure nationale de l'information non licenciée (UNII). Le tableau 2 illustre les fréquences de la bande avec les restrictions sur la puissance de sortie pour une largeur de bande utilisée.

Tableau 2. Restriction de puissance

Localisation	Puissance de sortie
5.150-5.250GHz	50mW
5.250-5.350 GHz	250Mw
5.725-5.825 GHz	1000mW

D'après ce tableau on remarque que le spectre est subdivisé en trois domaines de travail. Le premier 100 MHz dans la section inférieure est restreint à une puissance maximale de 50 mW. La deuxième section est restreinte à une puissance de 250 mW. Ces deux sections sont désignées pour des communications sans fil internes. La troisième section de 100 MHz est conçue pour des applications externes avec une puissance maximale de 1 Watt.

2.1. Couche physique du standard IEEE 802.11a

La norme IEEE 802.11a n'utilise pas la bande ISM mais la bande U-NII située autour de 5 GHz. Cette bande offre une largeur égale à 300 MHz (au lieu des 83.5 MHz de la bande ISM).

La forme d'onde utilisée en IEEE 802.11a est similaire à une norme ETSI appelée HiperlanII. Utilisant une approche OFDM, cette couche physique représente une avancée importante par rapport aux autres formes d'ondes.

2.1.1. Principe et fonctionnement de la modulation OFDM

Les modulations multiporteuses sont maintenant utilisées dans diverses applications à haut débit: ADSL, Télévision Numérique Terrestre, WiMAX (IEEE 802.16), etc. Toutes ces applications sont basées sur la même modulation, l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). La spécificité de l'OFDM vient du recouvrement mutuel des différentes sous-porteuses, d'une manière orthogonale. Cette orthogonalité permet une utilisation optimale des ressources spectrales et facilite l'implantation numérique

a) Principe de la modulation OFDM

La modulation multiporteuse OFDM consiste à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible. Ainsi, pour un train de symboles initial de période T_i , les symboles seront répartis en N trains plus lents et auront alors une durée $T = NT_i$.

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, on groupe les symboles c_k par paquets de N . Les c_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation (mapping) souvent de modulation QAM ou PSK à 2^n états.

La séquence de N symboles c_0, c_1, \dots, c_{N-1} constitue un symbole OFDM. Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k . Ceci s'avère être très utile pour nous lorsqu'on désire une forme d'onde particulière. Il est évident que le choix des valeurs des coefficients c_k offre des possibilités énormes de réalisation de formes d'impulsion ULB.

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :

$$c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (1)$$

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels (Fig. 3.10) :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi f_k t} \tag{2}$$

Ce qui va représenter en fait une impulsion ULB de durée T.

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est 1/T, soit :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T} \tag{3}$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T})t} \tag{4}$$

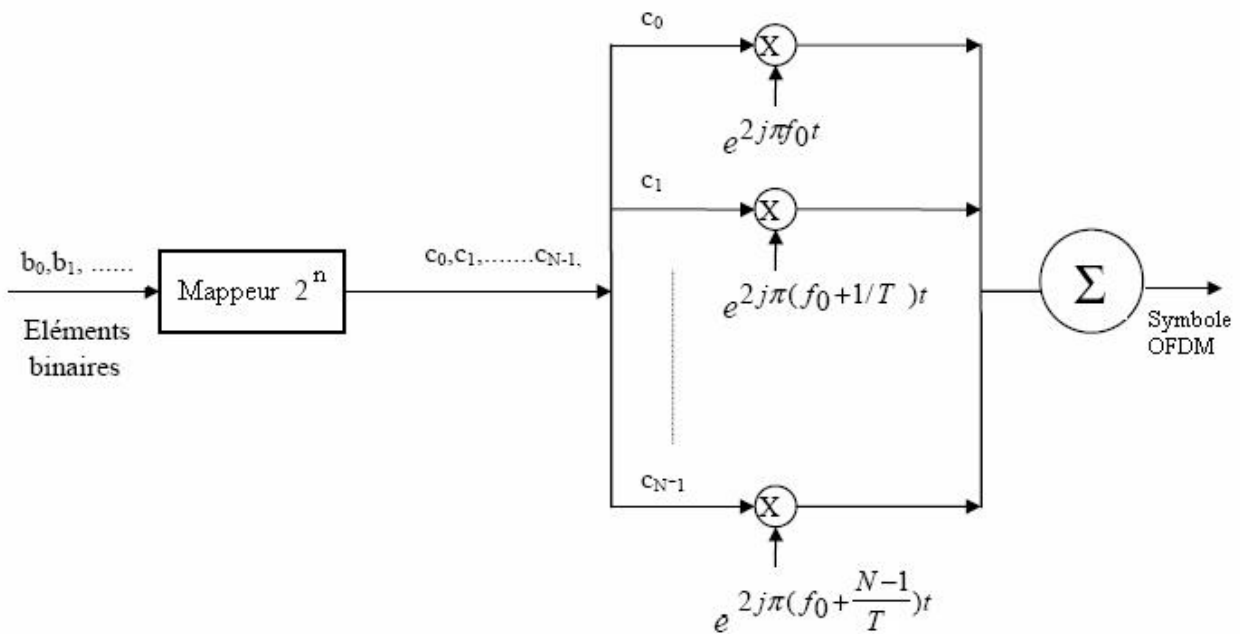


Figure 15. Schéma de principe d'un modulateur OFDM

La figure 2 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse 1/T permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité.

La bande occupée est à peu près B=N/T (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près 1/T. La bande en fréquence est occupée de façon optimale, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. Cette caractéristique est très intéressante dans la génération des signaux ULB, dans la mesure où le spectre résultant est capable d'épouser parfaitement le masque d'émission imposé par la réglementation.

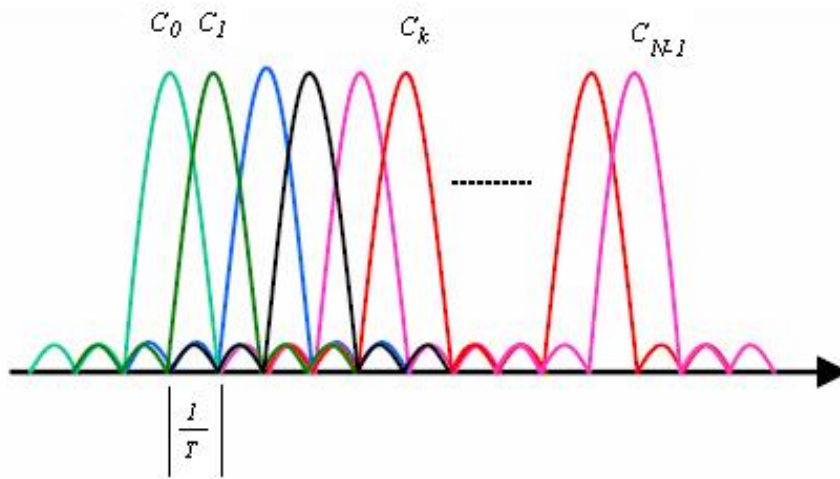


Figure 16. Spectre du signal OFDM avec N porteuses

c- Principe de la démodulation OFDM

Le signal à l'entrée du récepteur s'écrit sur une durée symbole T :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T})t} \tag{5}$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T (~nanoseconde). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique de figure 3.12. Cette complexité est détournée par une implémentation numérique comme le montrent les paragraphes suivants.

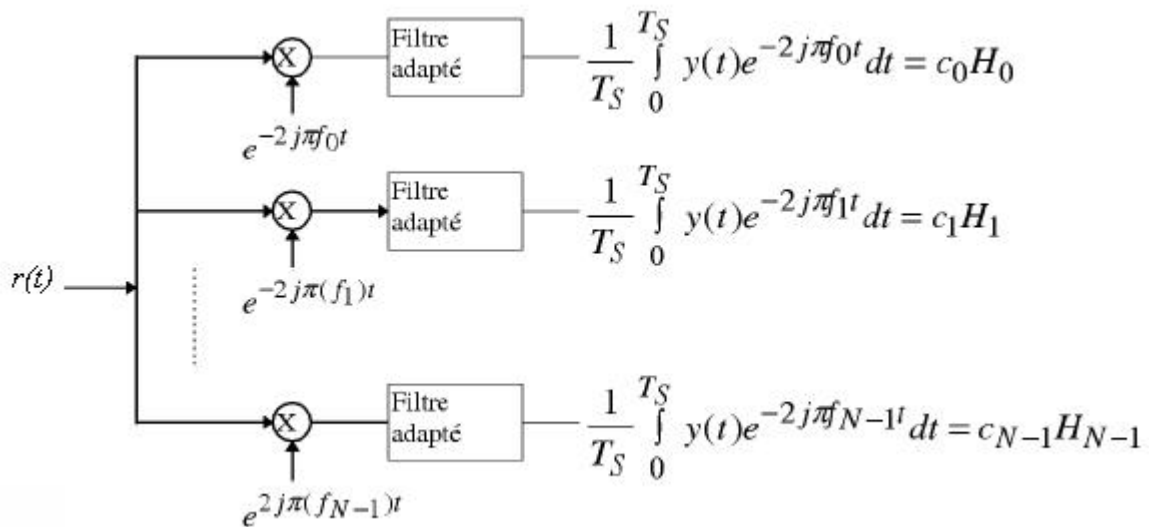


Figure 17. Schéma de principe de la démodulation OFDM

c) Implantation numérique de la technique OFDM

L'implantation numérique de la technique OFDM est très simple, les traitements nécessaires font appel à des blocs de conversion S/P et P/S, à des blocs FFT et IFFT, et aux convertisseurs A/D et D/A.

- **Implantation numérique du modulateur OFDM**

le signal $s(t)$ à la sortie du modulateur peut se mettre sous la forme suivante :

$$s(t) = e^{j2\pi f_0 t} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \quad (6)$$

Ce signal est constitué de deux parties :

$$w(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t}$$

- une partie bande de base :
- et une partie de transposition en fréquence : $e^{j2\pi f_0 t}$

En discrétisant le signal $w(t)$ à la période $T_i (T=NT_i)$, on obtient une sortie w_n sous la forme :

$$w_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (7)$$

Les w_n sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des c_k , de sorte que le calcul peut se faire par simple IFFT si le nombre de porteuses N est choisi comme puissance de 2, conduisant au schéma numérique suivant :

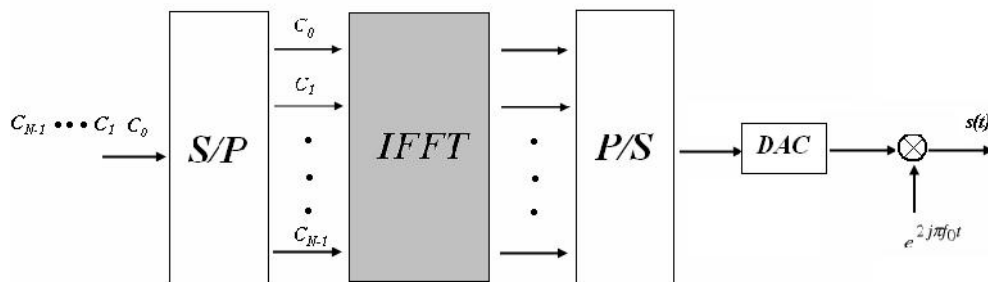


Figure 18. Modulateur OFDM numérique

- **Implantation numérique du démodulateur OFDM**

Le signal à l'entrée du récepteur peut se mettre sous la forme suivante :

$$r(t) = e^{j2\pi f_0 t} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \quad (8)$$

Le signal bande base discrétisé est alors :

$$z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \tag{9}$$

z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète, qui se fera par simple FFT. (Fig. 3.14)

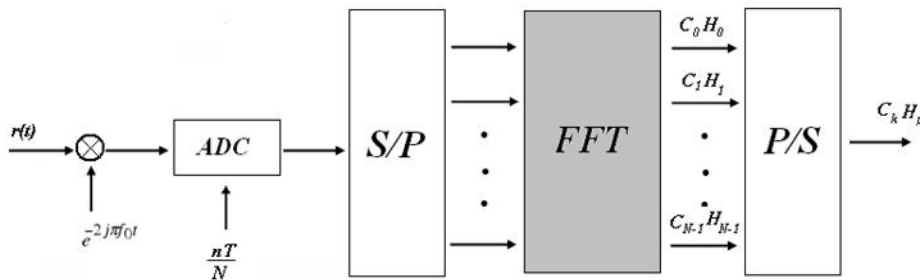


Figure 19. Démodulateur OFDM numérique

2.1.2. Les canaux

La norme IEEE 802.11a spécifie 8 canaux radio dans la bande de fréquence des 5 GHz.

La relation entre la fréquence centrale et le numéro de canal est donnée par l'équation suivante :

$$C_{\text{central du canal}} = 5000 + 5 \times c_h \text{ (MHz)}$$

avec $c_h = 0, 1, \dots, 200$.

Cette définition offre un système de numérotation unique pour tous les canaux espacés de 5 MHz entre 5 GHz et 6 GHz.

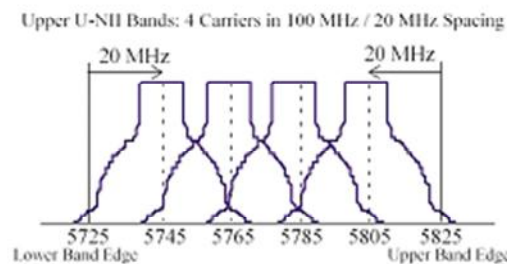


Figure 20. Bande haute

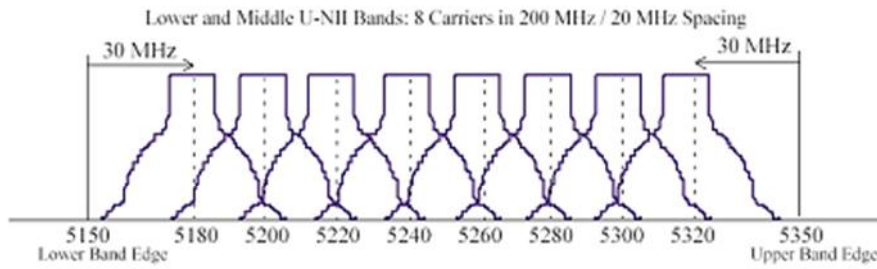


Figure 21. Bandes basse et centrale

Les bandes basse et centrale contiennent 8 canaux sur une bande totale de 200 MHz. Tandis que la bande haute contient 4 canaux sur une bande totale de 100 MHz. Les fréquences centrales des canaux situés aux extrémités des bandes basse et centrale doivent être espacées de 30 MHz des fréquences limites des bandes basse et centrale et de 20 MHz des fréquences limites de la bande haute.

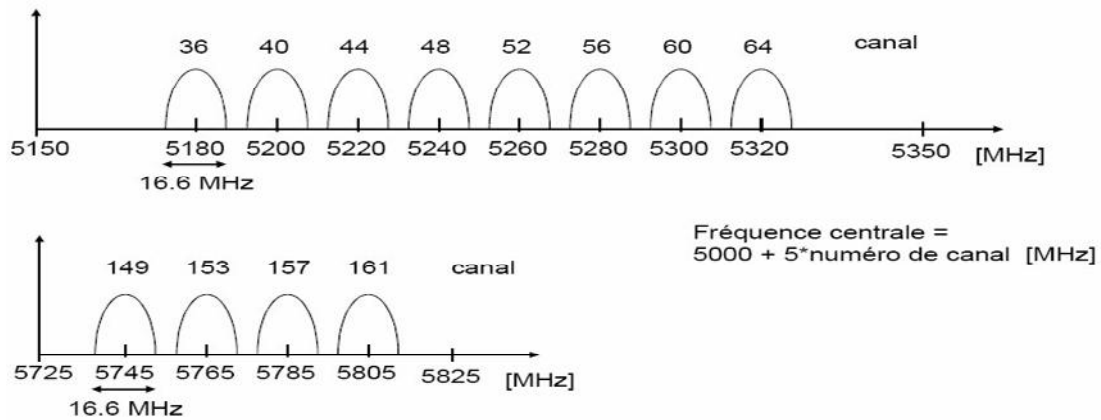


Figure 23. Représentation des canaux

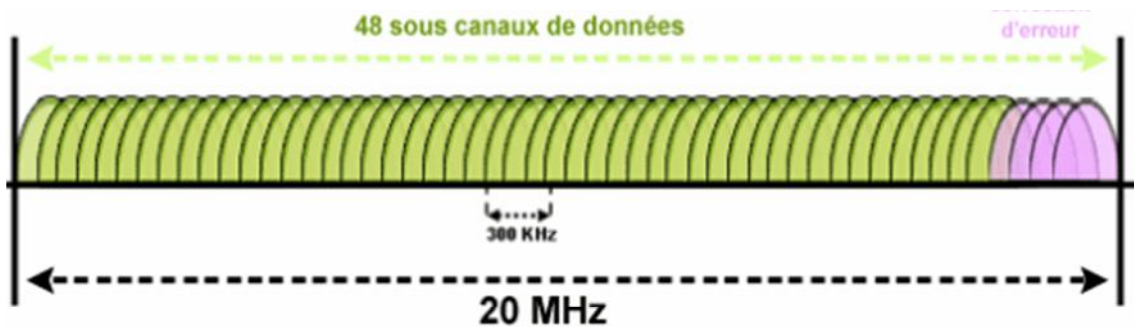


Figure 24. Représentation des sous-canaux

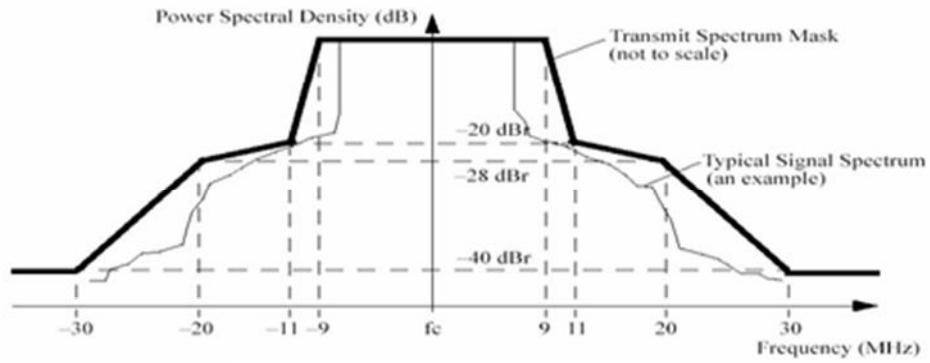


Figure 25. Gabarit d'émission

Le spectre du signal transmis devra avoir 0dB (dB relatif au maximum de la densité spectrale du signal) si la bande passante est inférieure à 18 MHz, - 20 dB si l'offset de fréquence est de 11 MHz, - 28 dB si l'offset de fréquence est de 20 MHz et de - 40 dB si l'offset de fréquence est supérieure ou égale à 30 MHz.

2.1.3. Schéma bloc du transceiver

On a représenté dans les figures respectivement l'émetteur et le récepteur

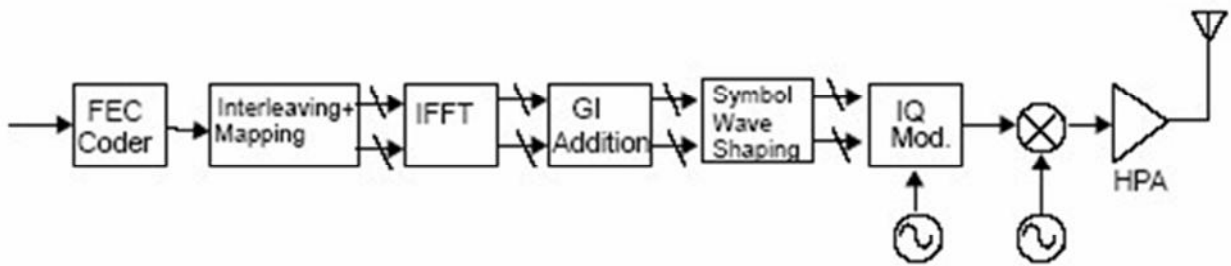


Figure 26. Schéma bloc de l'émetteur

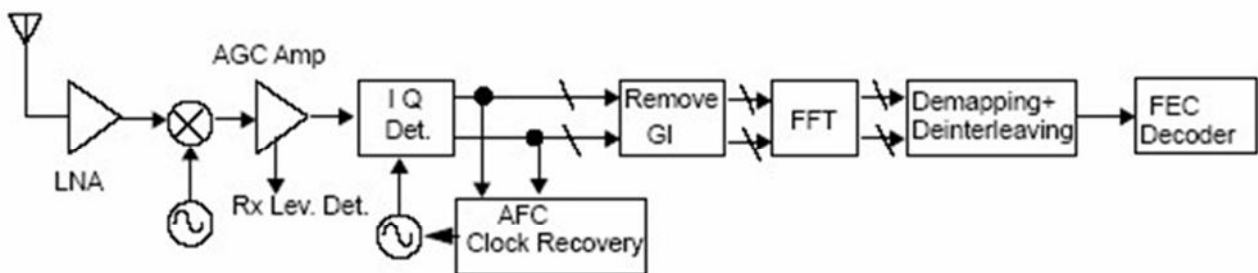


Figure 27. Schéma bloc du récepteur

2.1.4. Paramètres de la couche physique IEEE 802.11a

La forme d'onde OFDM est basée sur une IFFT (Transformée de Fourier Inverse) de taille 64. Pour éviter les lobes secondaires en extrémités de la bande, seules 52 porteuses parmi 64 sont utilisées. Les autres porteuses sont mises à zéro. C'est-à-dire que l'on présente une valeur nulle devant les entrées correspondantes de l'IFFT.

Parmi les 52 porteuses utilisées, 4 d'entre elles vont servir à véhiculer des signaux connus appelés pilotes.

En définitive il restera 48 porteuses utiles. On adjoint un intervalle de garde sous la forme d'un préfixe cyclique afin de prendre en compte simplement les multitrajets du canal. Ceci au moyen d'un simple égaliseur fréquentiel. Ce préfixe cyclique a une durée égale à $0.8 \mu\text{s}$ et le symbole OFDM émis, après insertion du préfixe cyclique, dure $4 \mu\text{s}$.

Tableau 3. Paramètres de conception de la norme IEEE 802.11a

Paramètres	Valeurs
N_{SD} : nombre de sous-porteuses de données	48
N_{SP} : nombre de sous-porteuses pilote	4
N_{ST} : nombre de sous-porteuses au total	52 ($N_{SD} + N_{SP}$)
Δ_F : espacement en fréquence des sous-porteuses	0.3125 MHz (= 20 MHz / 64)
T_{FFT} : Période IFFT/FFT	$3.2 \mu\text{s}$ ($1/\Delta_F$)
T_{SIGNAL} : durée de symbole OFDM	$4.0 \mu\text{s}$ ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{GI} : durée de l'intervalle de garde	$0.8 \mu\text{s}$ ($T_{FFT}/4$)
Bande passante occupée	16,6 MHz
Largeur des canaux	20 MHz

Les 48 symboles fournis toutes les $4 \mu\text{s}$ à l'IFFT peuvent provenir de différents schémas de modulation et codage. Le tableau ci-dessous en dresse le récapitulatif.

Tableau 4. Paramètres de modulation et de codage

Débit (Mbit/s)	Modulation	Taux de codage	Bits codés par sous-porteuse	Bits de code par symbole OFDM	Bits données par symbole OFDM
6	BPSK	$\frac{1}{2}$	1	48	24
9	BPSK	$\frac{3}{4}$	1	48	36
12	QPK	$\frac{1}{2}$	2	96	48
18	QPSK	$\frac{3}{4}$	2	96	72
24	16QAM	$\frac{1}{2}$	4	192	96
36	16QAM	$\frac{3}{4}$	4	192	144
48	64QAM	$\frac{2}{3}$	6	288	192
54	64QAM	$\frac{3}{4}$	6	288	216

La figure ci-dessous représente la localisation des porteuses pilotes :

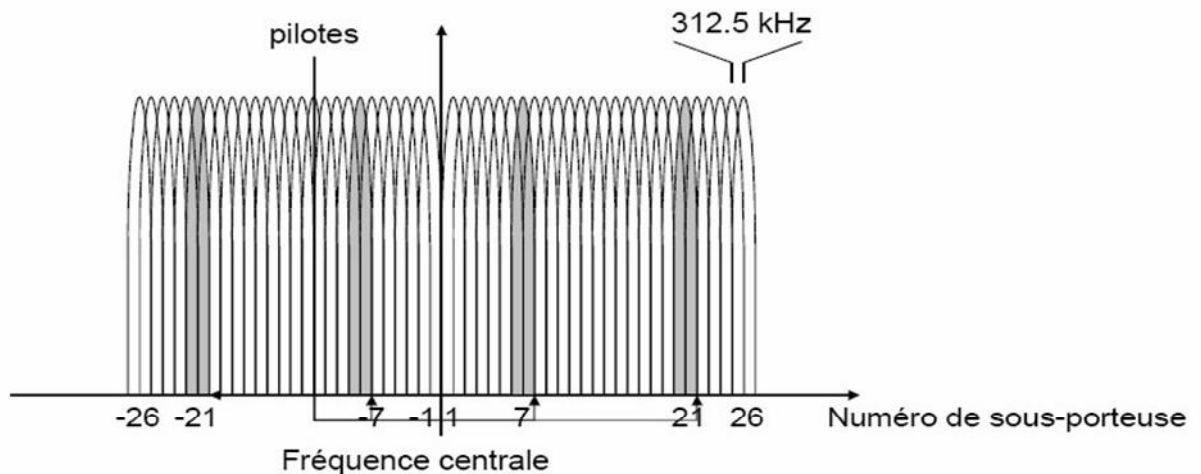


Figure 28. Localisation des fréquences des sous porteuses

2.1.5. Choix des paramètres de la couche physique IEEE 802.11a

Lors de la conception d'un système OFDM, le choix des paramètres dépend des caractéristiques du système de communication soit la largeur de bande, le taux de transmission, et le délai d'étalement.

Le délai d'étalement détermine le temps de garde, tel que mentionné dans la section précédente. En général la valeur du temps de garde doit être à peu près de deux à quatre fois la valeur efficace du délai d'étalement. Cette valeur dépend du type de codage et de la modulation MQAM. Une modulation MQAM élevée de 64 symboles est plus sensible à l'ISI et l'ICI que la modulation QPSK. Tandis que le codage diminue la sensibilité d'une telle interférence.

La durée d'un symbole est le deuxième paramètre à établir. Pour minimiser la perte du SNR causée par le temps de garde, il est nécessaire d'avoir une durée de symbole plus grande que le temps de garde. La durée du symbole ne peut toutefois être choisie arbitrairement grande. En effet une grande durée de symbole signifie un plus grand nombre de sous porteuses avec un espacement plus petit entre les sous porteuses, donc une plus grande complexité de mise en œuvre et plus de sensibilité au bruit de phase et à la fréquence de décalage. Celui-ci augmente aussi le rapport du taux de puissance crête à moyenne.

Le nombre de sous porteuses peut être déterminé par le taux de transmission de bits requis divisé par le taux de transmission de bits par sous porteuse. Le taux de 32 transmission de bits par sous porteuse est défini à travers le type de modulation, le taux de codage, et le taux de transmission par symbole R_s .

A titre d'exemple supposons que l'on désire réaliser un système OFDM respectant les

Spécifications suivantes :

Taux de transmission : $R_b = 24\text{Mbps}$

Délai d'étalement : $t_{\max} = 200\text{ ns}$

Largeur de bande : $< 20\text{MHz}$

A partir de ces données on peut faire les choix suivants :

- En suivant le choix $T_G = 4T_{\max}$ donc $T_G = 800\text{ nsec}$.
- La durée totale d'un symbole OFDM peut être choisie telle que

$$T = 5 \cdot T_G = 5 \cdot 800\text{ ns} = 4\mu\text{s}.$$

- L'espacement entre sous porteuse est $f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{4\mu\text{s} - 0\text{E}\mu\text{s}} = 3125\text{KHz}$.

- Le nombre de bits par symbole est : $24\text{ Mbps} \cdot 4\text{ J. LS} = 96\text{ bits}$

• Par la suite, il y a plusieurs options pour déterminer le nombre de sous porteuses associées à chaque symbole OFDM portant 96 bits d'information. Si l'on utilise, un taux de codage de 1/2 avec une modulation 16-QAM, nous aurons un symbole OFDM formé de 192 bits codés avec des symboles numériques formés de 4 bits. Ceci veut dire que chaque sous porteuse comprend 4 bits codés. Puisque l'on a 192 bits codés il faudra avoir $\frac{192}{4} = 48$ sous porteuses portant 96 bits

d'information et qui vont occuper une largeur de bande égale à $48 * 312.5 \text{ KHz} = 15 \text{ MHz}$ ce qui respecte la spécification sur la largeur de bande. Mais si l'on utilise une modulation QPSK au lieu d'une modulation 16-QAM, on aura un symbole numérique formé de 2 bits. Dans ce cas, il faudra 96 sous porteuses, pour transmettre 192 bits codés. Ces 96 sousporteuses occupent une largeur de bande égale à $96 * 312.5 \text{ KHz} = 30 \text{ MHz}$. La largeur de bande ainsi obtenue est une largeur plus grande que celle désirée, donc la modulation QPSK avec taux de codage de 1/2 ne peut pas être utilisée dans ce cas.

3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un background sur les technologies de réseaux locaux sans fil opérant dans les bandes ISM et U-NII. Ensuite, nous avons donné une description détaillée de la couche physique du standard IEEE 802.11a, mettant en évidence notamment les canaux de communication disponibles, la technique de modulation OFDM utilisée, ainsi que les débits autorisés. Nous avons également étudié le choix des paramètres associés à la norme en question, ceci nous sera très utile lorsque nous abordons l'aspect simulation décrite en détail dans le chapitre suivant.

Modélisation, Simulation et Résultats

1. Introduction

Ce chapitre aborde la modélisation de la couche PHY OFDM, le système d'émission et de réception, comme décrit dans la norme 802.11a qui a été la source principale de développement de ce travail. La simulation et ses paramètres sont destinés à être aussi fidèle à la norme que possible.

Le logiciel sélectionné pour développer le modèle a été Matlab et sa boîte à outils Simulink. Le système de couches OFDM PHY a été modélisé à l'aide Matlab / Simulink pour permettre à différents paramètres du système d'être varié et testé. Un grand nombre de bibliothèques et des boîtes à outils, principalement dans les domaines de la communication et de traitement de signal numérique, sont offerts par Simulink.

La disposition du modèle complet va être exposée dans la suite de ce chapitre, et sera suivie par la présentation des résultats de simulations.

2. Présentation du modèle de simulation

Ce modèle représente un modèle de la couche physique de bout-en-bout en bande de base d'un réseau local sans fil (WLAN) selon la norme IEEE 802.11a. Le système prend en charge au maximum un débit de 54 Mbits /s de données.

Le modèle simulink utilisé peut être lancé par la commande

```
>> commwlan80211a
```

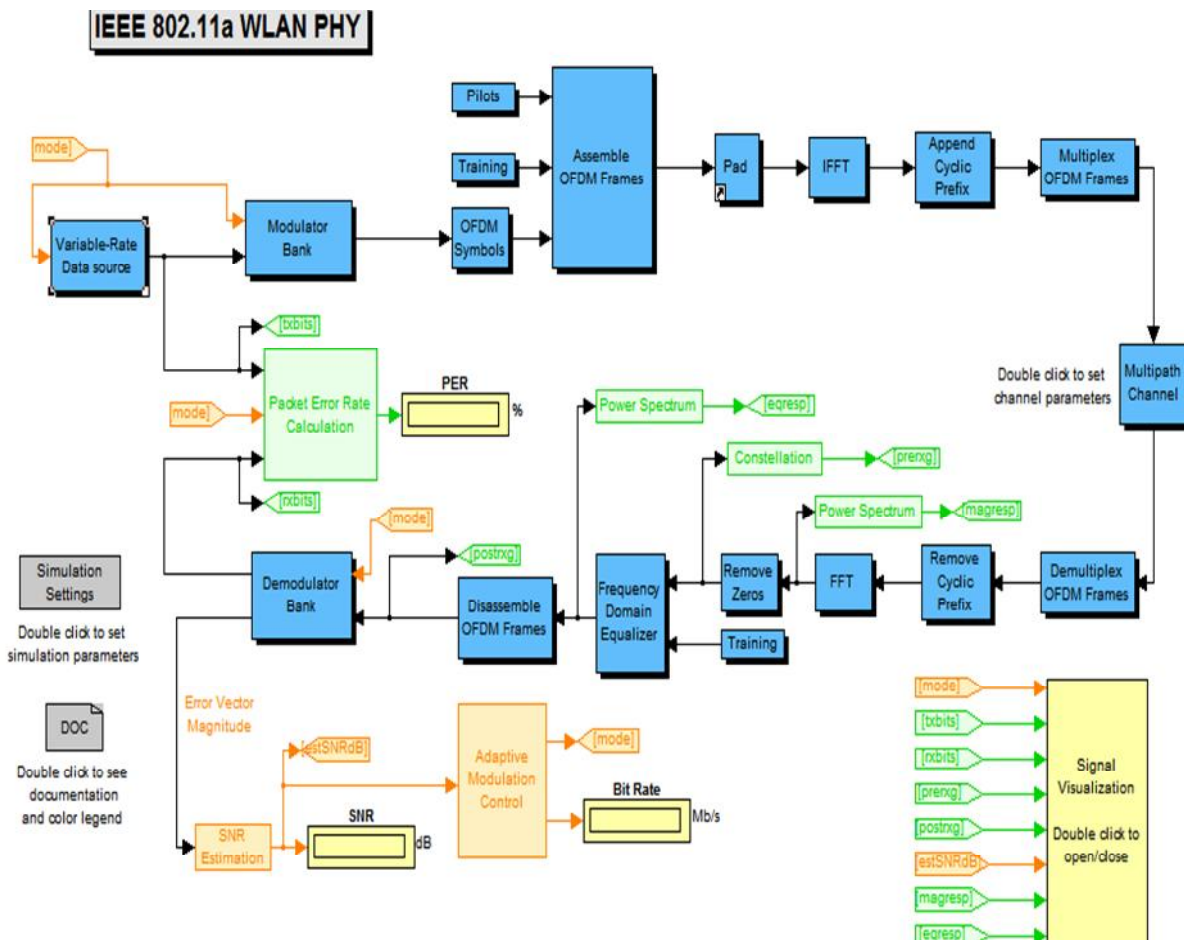


Figure 29. Modèle Simulink de la norme IEEE 802.11a

Ce modèle ne permet que des simulations automatiques utilisant un contrôle adaptatif de débit et de modulation (mapping) en fonction des conditions de canal.

Pour les besoins de notre travail, nous avons apporté quelques modifications au modèle, notamment le contrôle manuel de débit et de modulation ainsi que le choix de la qualité du canal de transmission en termes de fading ou non, et en termes de rapport signal à bruit (E_b/N_0).

Le modèle obtenu est le suivant :

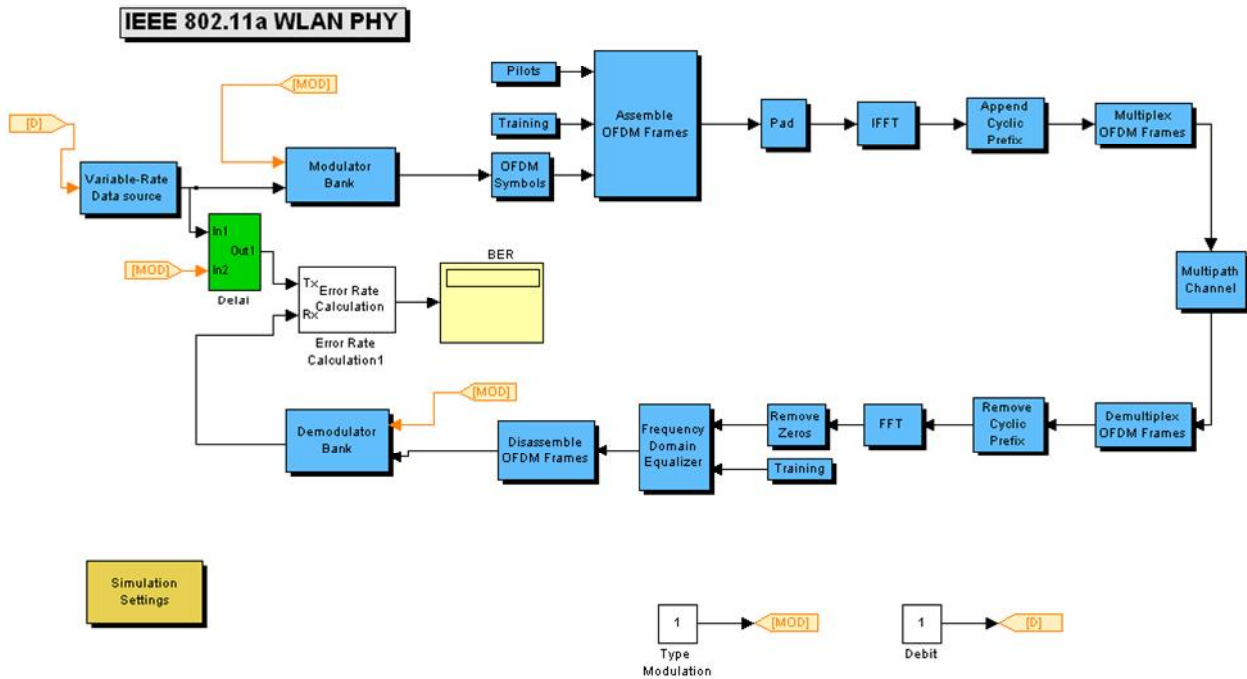


Figure 30. Paramètres de conception de la norme IEEE 802.11a

Nous avons supprimé le contrôleur de modulation adaptative, et nous avons ajouté deux pointeurs de variables : « D » pour le débit et « MOD » pour la modulation. Le canal peut être sélectionné manuellement, et les rapports E_b/N_0 renseignés à volonté.

Certains paramètres de simulation peuvent être modifiés dans le modèle afin de voir des résultats différents : le nombre paquets de symboles OFDM, le SNR, etc. Ces paramètres peuvent être définis en double cliquant sur le bloc « paramètres de simulation »

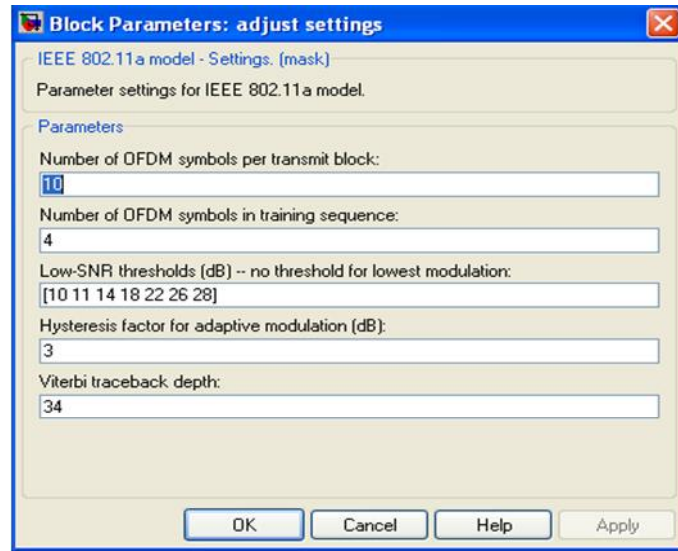


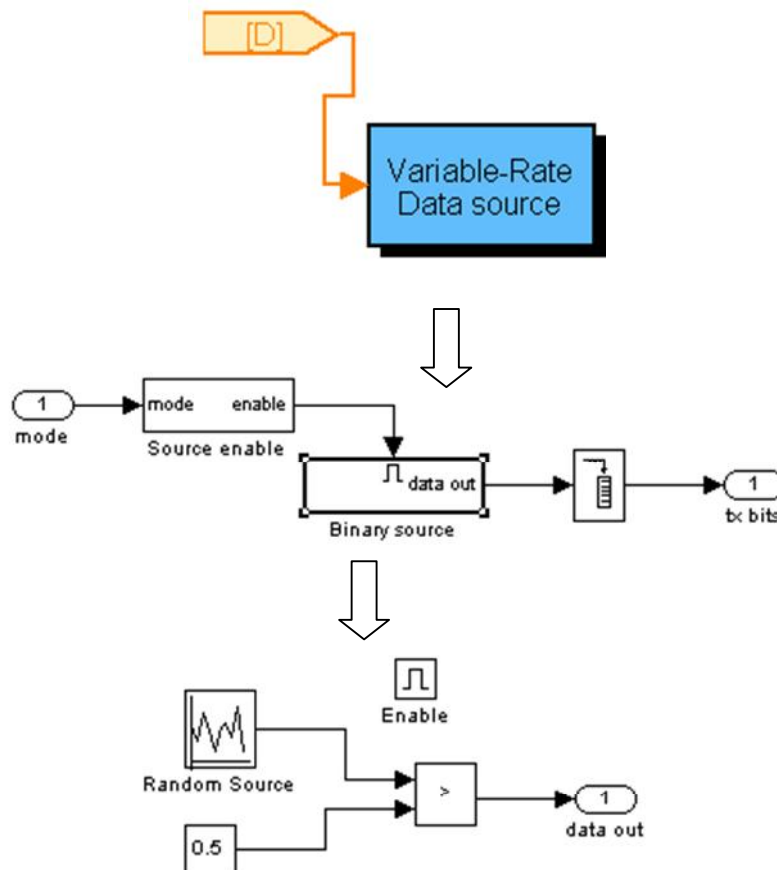
Figure 31. Paramètres de simulation

2.1. Description des blocs du modèle

La façon de représenter les blocs va suivre le flux de données. On commence par la source de données et on termine par le bloc de calcul de taux d'erreur à la réception.

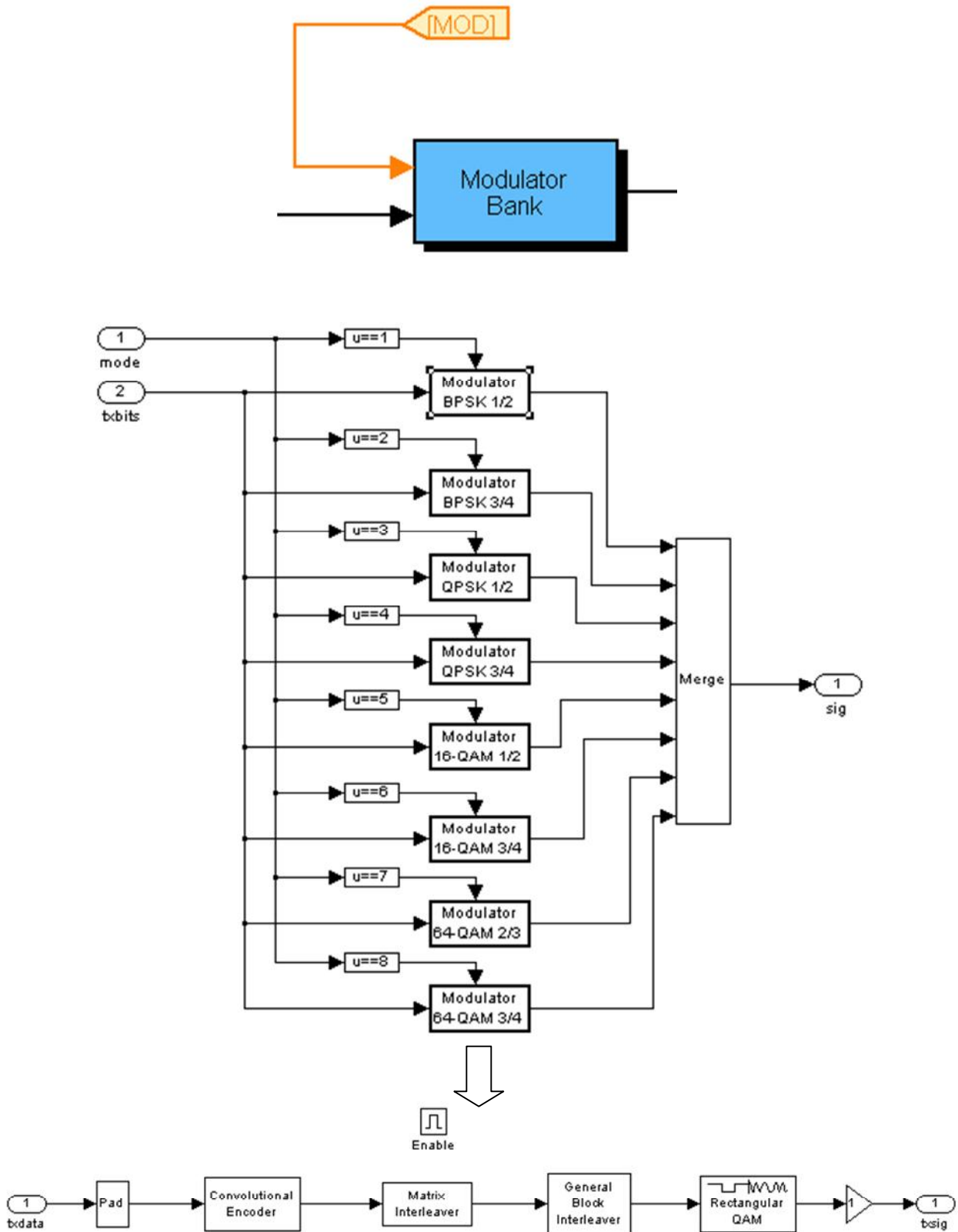
2.1.1. Bloc Variable Rate Data source

Ce bloc est un générateur binaire commandé par le pointeur "D". Il permet d'avoir des blocs de données de longueur chacun tx bits.



2.1.2. Bloc Modulator bank

Ce bloc permet d'appliquer, suivant le pointeur « MOD », une modulation numérique de type mapping (BPSK-1/2, BPSK-3/4, QPSK-1/2, QPSK-3/4, 16QAM-1/2, 16QAM-3/4, 64QAM-2/3, 64QAM-3/4). Chaque sous-bloc de modulation applique un codage convolutionnel de rendement donné par le rapport qui suit le type de modulation.

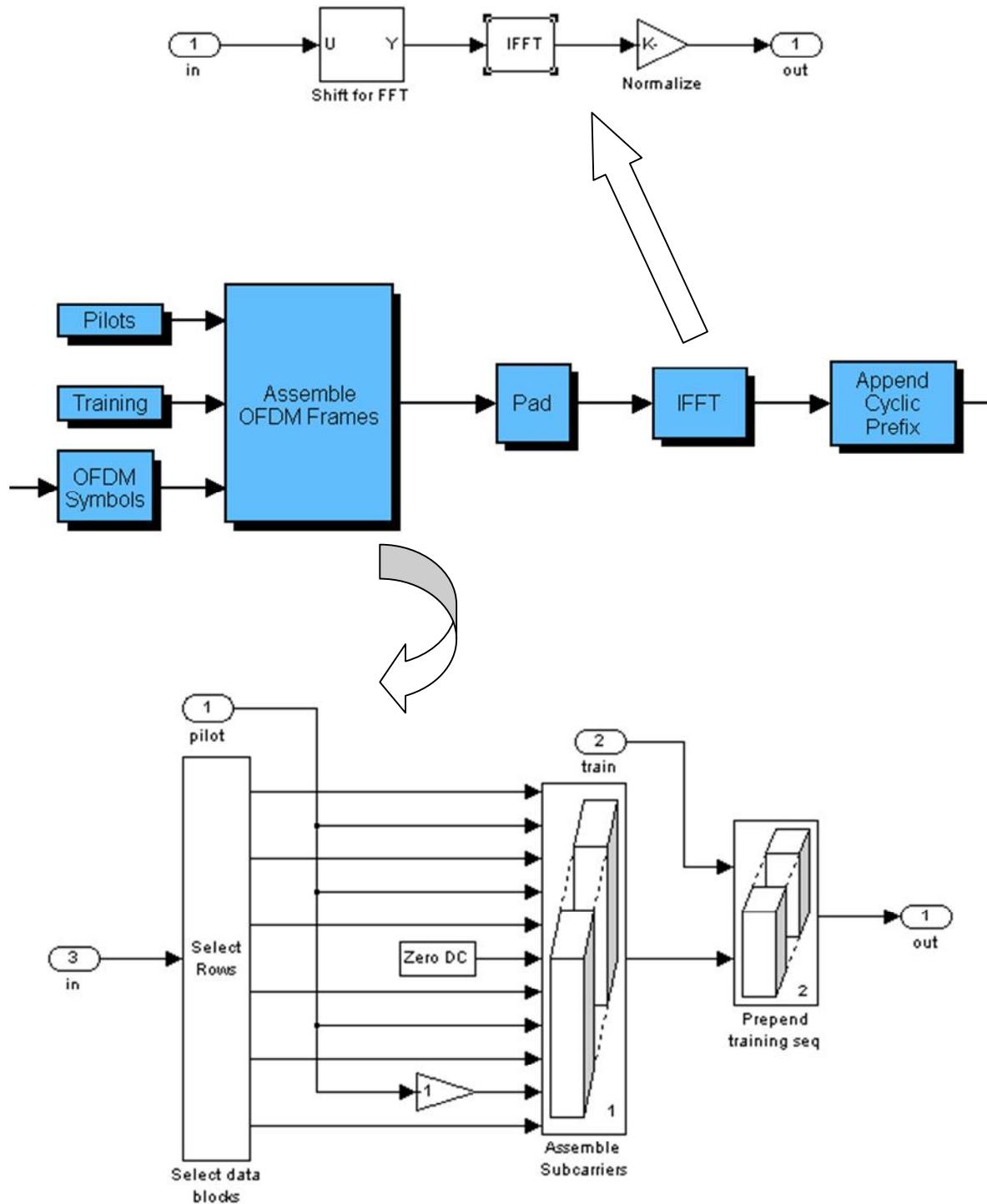


2.1.3. Sous système émetteur OFDM

La transmission OFDM utilise 52 sous-porteuses, quatre pilotes, 64 points FFT, et un préfixe cyclique 16-échantillon.

Le sous-système émetteur OFDM effectue les tâches suivantes:

- Les pilotes et l'insertion préambule
- IFFT
- ajout du préfixe cyclique



Insertion pilote

Dans chaque symbole OFDM, quatre des sous-porteuses sont dédiées à des signaux pilotes afin de rendre la détection cohérente robuste contre les décalages de fréquence et bruit de phase. Ces signaux pilotes seront mis en sous-porteuses -21, -7, 7 et 21 comme c'est illustré dans la figure suivante :

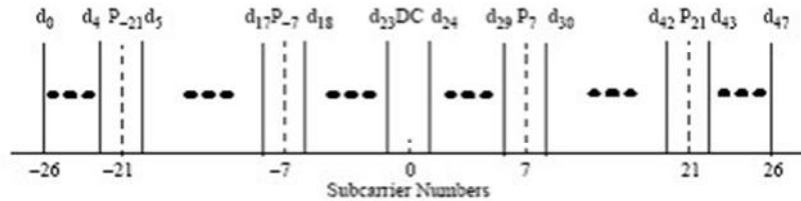


Figure 32. Sous-porteuse attribution des fréquences

Comme expliqué, quatre pilotes sont insérés dans chaque symbole OFDM. Les pilotes sont générés par un bloc de générateur de séquence PN de polynôme générateur: $x^7 + x^4 + 1$.

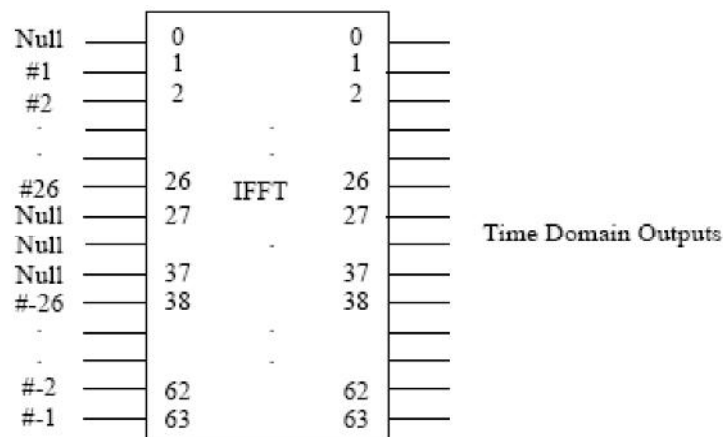


Figure 33. Circuit intégré IFFT

Préambule

Le préambule est utilisé pour détecter le début du paquet et pour synchroniser le récepteur. Les symboles OFDM doivent être emballés dans des trames avant l'envoi. Un préambule est ajouté au début de chaque trame. Il aide le récepteur à estimer les erreurs d'amplitude et de phase, permettant ainsi de corriger le signal reçu.

IFFT / FFT

Le moyen le plus commun pour mettre en œuvre la transformée de Fourier inverse est par un algorithme de Transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). Une IFFT 64 points est utilisée; les coefficients de 1 à 26 sont mappés sur les mêmes entrées IFFT numérotées, tandis que le -26 à -1 coefficients sont copiés dans IFFT Entrées 38 à 63. Le reste de l'entrées, de 27 à 37 et de la (dc) entrée 0, sont mis à zéro. Cette cartographie est illustrée sur la figure suivante. Après l'exécution d'une IFFT, la sortie est prolongée de manière cyclique à la longueur désirée.

Zéro pad et le sélecteur bloc sont utilisés pour cette mission. Zéro ajouter ses pad zéros au signal d'entrée et le bloc de sélecteur réorganise les sous-porteuses, comme illustré dans la figure précédente.

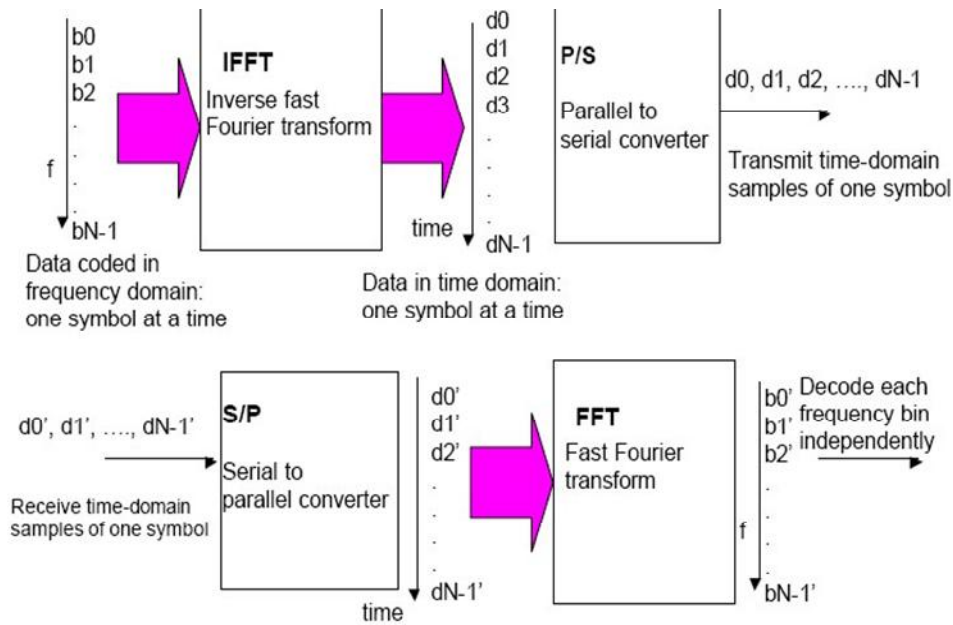


Figure 34. Description : IFFT / FFT

Une transformée de Fourier inverse convertit le jeu de données dans le domaine fréquentiel des échantillons de la représentation de domaine de temps correspondant de ces données. Plus précisément, l'IFFT est utile pour OFDM car il génère des échantillons d'une forme d'onde avec des composants de fréquence satisfaisant des conditions d'orthogonalité. Ensuite, le bloc de série à parallèle crée le signal OFDM séquentiellement par fournir en sortie les échantillons de domaine temporel.

Le récepteur effectue l'inverse de l'émetteur. Premièrement, les données OFDM sont divisées à partir d'un flux série en séries parallèles. La transformée de Fourier rapide (FFT) convertit les échantillons de domaine temporel en arrière en une représentation de domaine de fréquence.

Enfin, le parallèle au bloc de série convertit ces données en parallèle en un flux série à récupérer les données d'entrée d'origine.

Opération IFFT / FFT assure que les sous-porteuses ne interfèrent pas avec l'autre. Étant donné que les sous-porteuses n'interfèrent pas, ils peuvent être amenés à se rapprocher.

L'orthogonalité entre les sous-porteuses permet leur chevauchement tout en évitant l'apparition de diaphonies. Ce, une économie importante de la bande passante peut être obtenue en utilisant une technique multi-porteuse orthogonale, comme on peut le voir dans la figure suivante.

Préfixe cyclique

Un préfixe cyclique est ajouté pour éviter les problèmes dans le récepteur provoqué par le mélange des symboles subséquents dans le récepteur. Une façon d'éviter ce mélange entre symboles est en étendant le symbole (préfixe cyclique ou intervalle de garde). Le cyclique préfixe préserve l'orthogonalité entre sous-porteuses.

Le préfixe cyclique est formé par une continuation cyclique du signal de sorte que l'information dans le préfixe cyclique est effectivement présent dans le symbole OFDM.

La figure suivante montre clairement le but d'utiliser un préfixe cyclique. Si deux symboles OFDM interfèrent les uns avec les autres, il est juste parce que le cyclique préfixe et une partie du domaine de l'une d'entre elles des données est recouverte par l'autre. Cela peut se produire lorsque le retard de transmission des symboles est plus grand que la durée cyclique préfixe. Pour éviter l'ISI, une collection du symbole entre brouillages causés par tous les éléments du système et qui peuvent réduire le débit de données effectif d'émetteurs-récepteurs sans fil LAN, le système doit garantir

Dans les exemples précédents le but d'ajouter un préfixe cyclique au début de chaque symbole peut être clairement vu. Un bloc de sélecteur est utilisé pour la mise en œuvre de ce dans le modèle; les 16 derniers sous-porteuses sont copiés dans le début des symboles OFDM

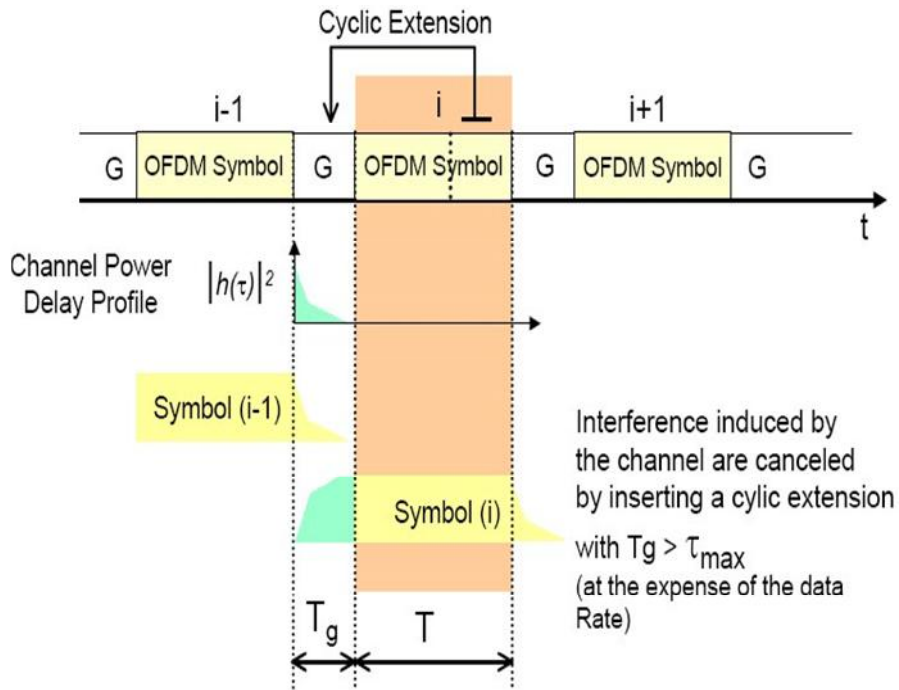
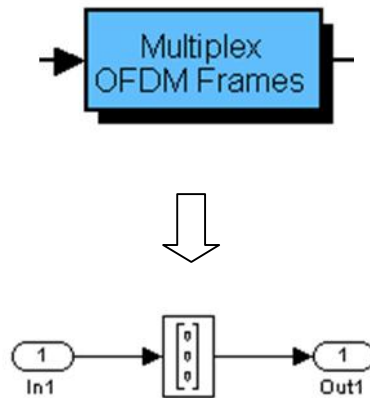


Figure 35. Préfixe cyclique

Multiplex

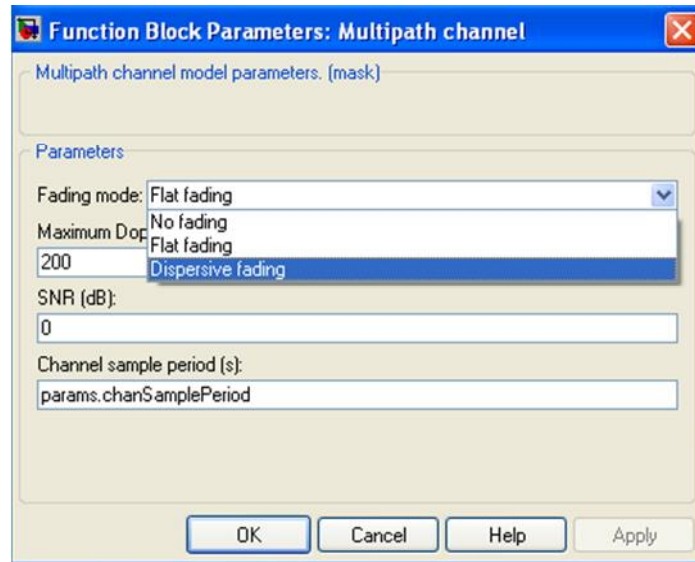
Le bloc de multiplexage est utilisé pour convertir le signal de parallèle à série et à transmettre les échantillons dans le domaine temporel d'un symbole



2.1.4. Bloc Multipath Channel

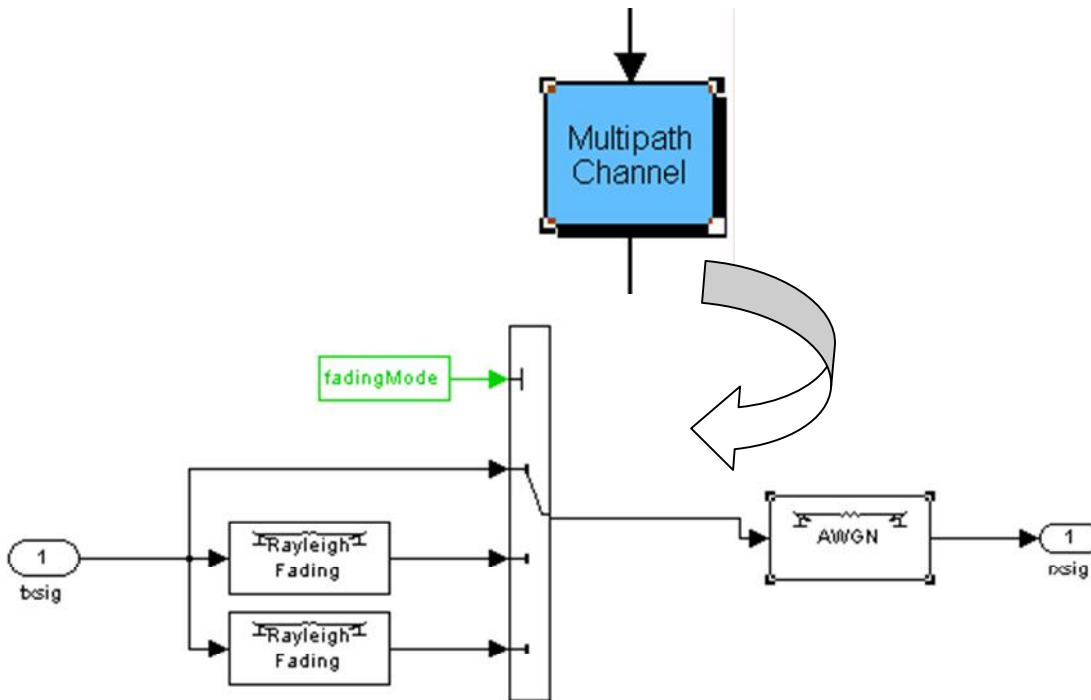
Il s'agit d'un canal qui superpose un canal multipath et un canal gaussien.

Trois canaux multipath sont définis : no fading, flat fading et dispersive fading, qui sont paramétrable sur l'interface suivante :

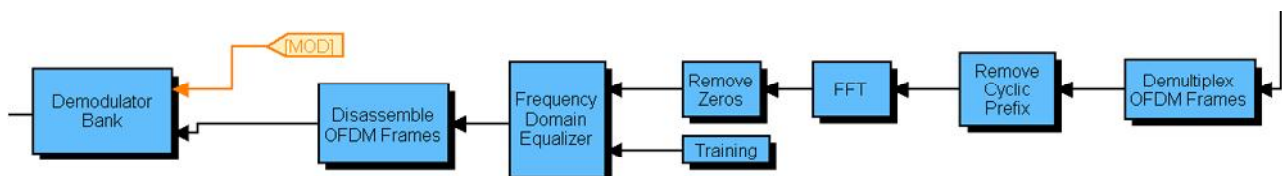


Le bloc AWGN I ajoute du bruit blanc gaussien à un réel ou complexe signal d'entrée. Lorsque le signal d'entrée est réel, ce bloc ajoute réelle bruit gaussien et produit un signal de sortie réel. Lorsque le signal d'entrée est complexe, ce bloc ajoute un bruit gaussien complexe et produit un signal de sortie complexe.

Ce bloc hérite de son temps d'échantillon du signal d'entrée.



2.1.5. Système de réception



Démultiplexage

Le signal est converti de série-parallèle en utilisant un bloc de remodeler.

Récepteur OFDM

Sous-système de récepteur OFDM effectue les tâches suivantes:

- Retirer préfixe ajoutée dans le côté de transmission cyclique.
- FFT
- Retirez les zéros ajoutés pour la FFT et réorganiser les sous-porteuses
- Retirer le préambule
- Retirez les pilotes.

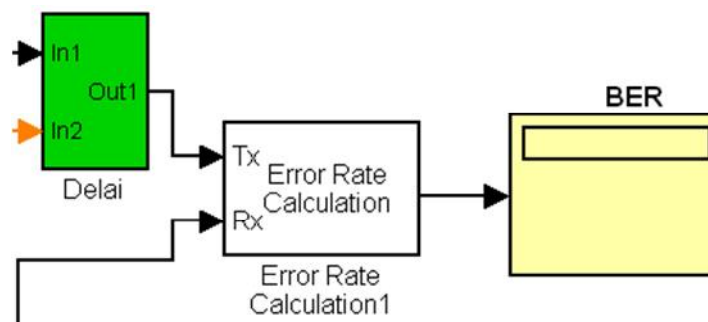
Demodulator bank

Le sous-système de démodulateur effectue les tâches suivantes (en fait, il exécute les tâches inverses du sous-système de modulation):

- Démodulation du signal
- désentrelacèrent
- Zéro insertion
- le décodage de Viterbi

2.1.6. Calcul du taux d'erreurs

Le bloc de calcul du taux d'erreurs compare les données d'entrée de l'émetteur avec les données d'entrée du récepteur. On peut utiliser ce bloc pour calculer le taux d'erreur binaire ou symbole. Si les entrées sont des bits, le bloc calcule le taux d'erreur sur les bits. Si les entrées sont les symboles, il calcule le taux d'erreur de symboles.



Les ports d'entrée Tx et Rx marqués acceptent des signaux transmis et reçus respectivement. Les signaux Tx et Rx doivent partager la même fréquence d'échantillonnage.

Ce bloc produit un vecteur de longueur trois dont les entrées correspondent à:

- Le taux d'erreur (BER taux d'erreur binaire)
- Le nombre total d'erreurs,
- Le nombre total de bits transmis

3. Simulations et résultats

3.1. Scénarios de simulation

Nous considérerons les trois canaux définis dans le modèle (no fading, flat fading et dispersive fading). Nous allons faire la simulation pour les 8 débits définis et supportés par la norme (mandataires ou optionnels). Pour chaque canal et pour chaque débit on fera varier la modulation et le codage (BPSK-1/2, BPSK-3/4, QPSK-1/2, QPSK-3/4, 16QAM-1/2, 16QAM-3/4, 64QAM-2/3, 64QAM-3/4).

3.2. Paramètres de simulation

Compte tenu des scénarios de simulation définis précédemment, nous avons 8 tableaux par débit (4 pour chaque codage convolutif), soit au total 8x8=64 tableaux.

BPSK 1/2	Eb/N0 (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35
	BER								

BPSK 3/4	Eb/N0 (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35
	BER								

QPSK 1/2	Eb/N0 (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35
	BER								

QPSK 3/4	Eb/N0 (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35
	BER								

16QAM 1/2	Eb/N0 (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35
	BER								

16QAM 3/4	Eb/N0 (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35
	BER								

64QAM 2/3	Eb/N0 (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35
	BER								

64QAM 3/4	Eb/N0 (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35
	BER								

Le tableau suivant donne la correspondance entre débit et durée bit (symbol period)

N°	Debit →D	Débit (Mbps)	Durée Bit : Symbol period (s)
1		6	0.1667×10^{-6}
2		9	0.1111×10^{-6}
3		12	0.0833×10^{-6}
4		18	0.0556×10^{-6}
5		24	0.0417×10^{-6}
6		36	0.0278×10^{-6}
7		48	0.0208×10^{-6}
8		54	0.0185×10^{-6}

3.3. Procédure de simulation

- 1- On fixe le débit (sur Simulink , variable Debit : en bas du modèle de simulation modifié, pointeur « D »)
- 2- On change la valeur de « Symbol period » (voir tableau ci-dessus) (sur Simulink, clic droit sur « multipath channel », Look Under Mask, puis double clic sur AWGN)
- 3- On fixe la modulation (sur Simulink , variable Type Modulation : en bas du modèle de simulation modifié, pointeur « MOD »)
- 4- On fait varier ensuite le rapport E_b/N_0 de 5 à 35 (sur Simulink, clic droit sur « multipath channel », Look Under Mask, puis double clic sur AWGN)

Répéter 3 et 4 jusqu'à en finir avec toutes les modulations.

3.4. Résultats et discussion

Nous avons conduit plusieurs simulations pour évaluer les performances de la technologie IEEE 802.11a en termes de débit, et de taux d'erreurs binaires (BER) , et ce en fonction de différents types de modulation numérique, de codage convulsionnel et de canaux (E_b/N_0).

Dans ce qui suit nous allons présenter et commenter les résultats pour les deux types de codeurs implémentés par la norme.

3.4.1. 1^{er} cas : Impact de variation de toutes les modulations de codeur 1/2

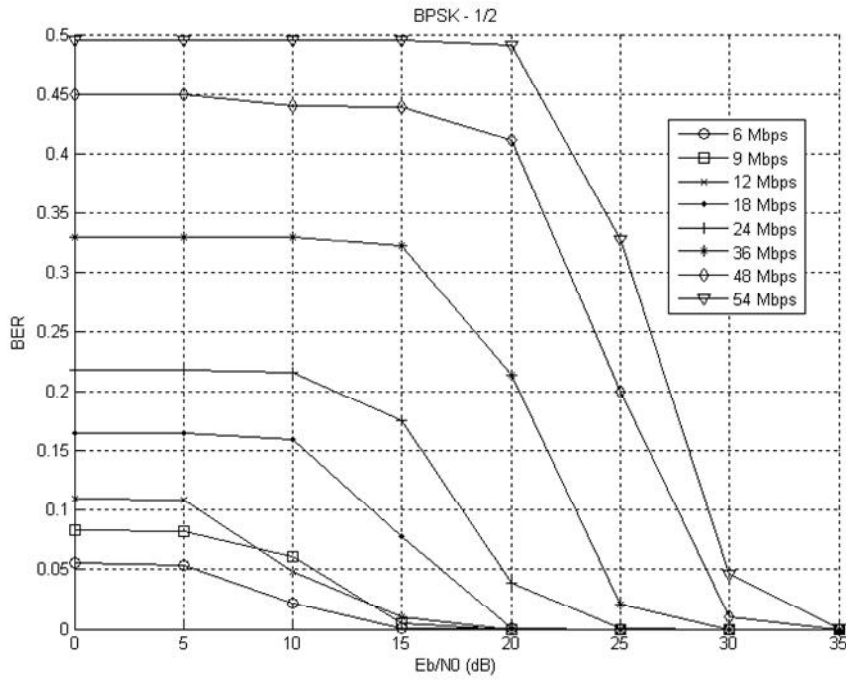


Figure 36. BER en fonction de E_b/N_0 avec variation du débit pour la modulation BPSK- 1/2

On remarque que le taux d'erreur commence à diminuer à partir de la valeur 20dB pour les deux débits 54 Mbps et 48Mbps au temps que la valeur de E_b/N_0 est entrain d'augmenter Et pour les autres débits il commence à diminuer à partir de la valeur 10dB.

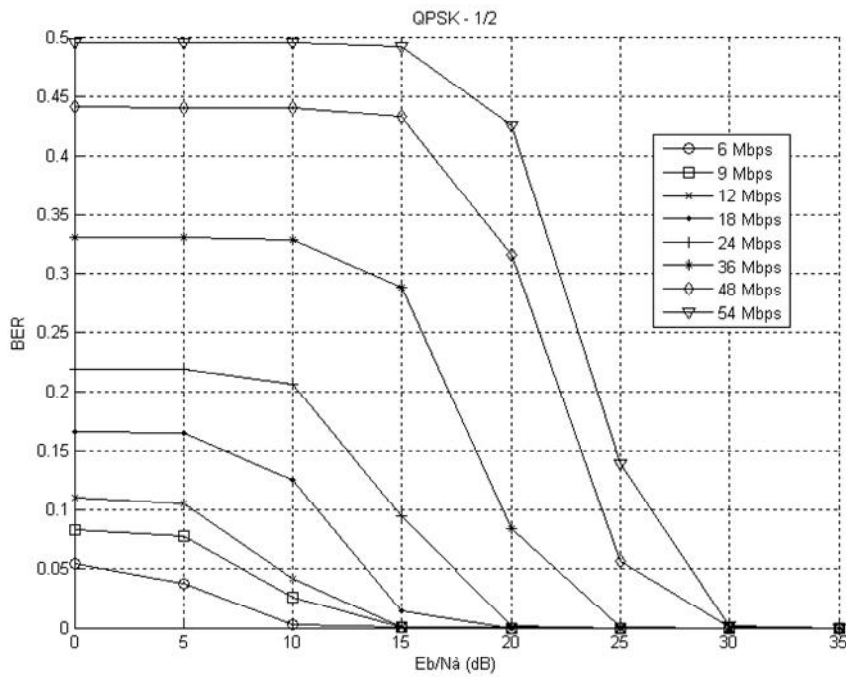


Figure 37. BER en fonction de E_b/N_0 avec variation du débit pour la modulation QPSK1/2

On remarque que le taux d'erreur commence à diminuer à partir de la valeur 15dB pour les deux débits 54 Mbps et 48Mbps au temps que la valeur de SNR est entrain d'augmenter. Pour les autres débits il commence à diminuer à partir de la valeur 10dB.

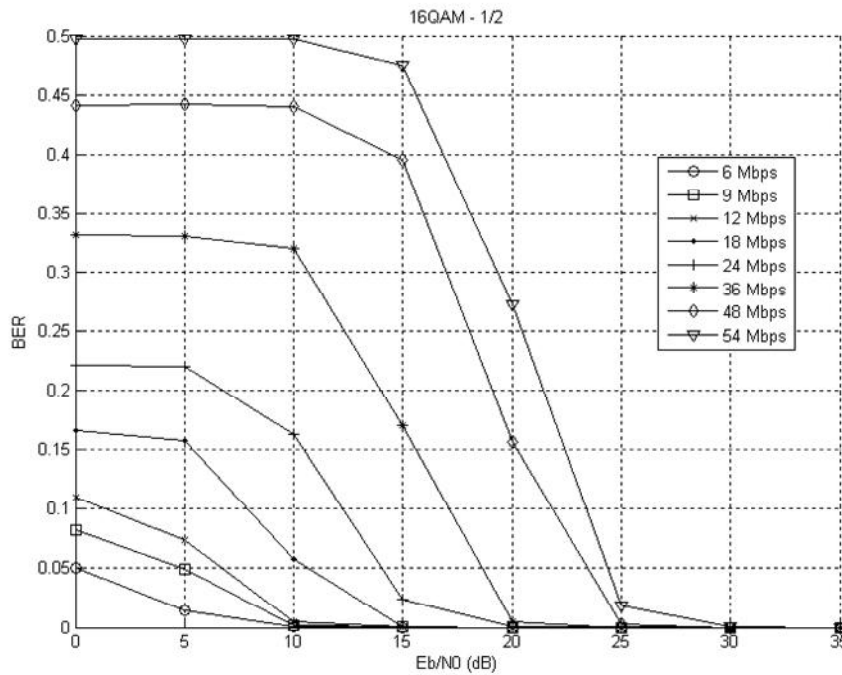


Figure 38. BER en fonction de Eb/N0 avec variation du débit pour la modulation 16QAM-1/2

On remarque que le taux d'erreur commence a diminué a partir de la valeur 10dB pour les deux débit 54 Mbps et 48Mbps au temps que la valeur de SNR est entrain d'augmenter ; Pour les autres débits il commence à diminuer à partir de la valeur 5dB

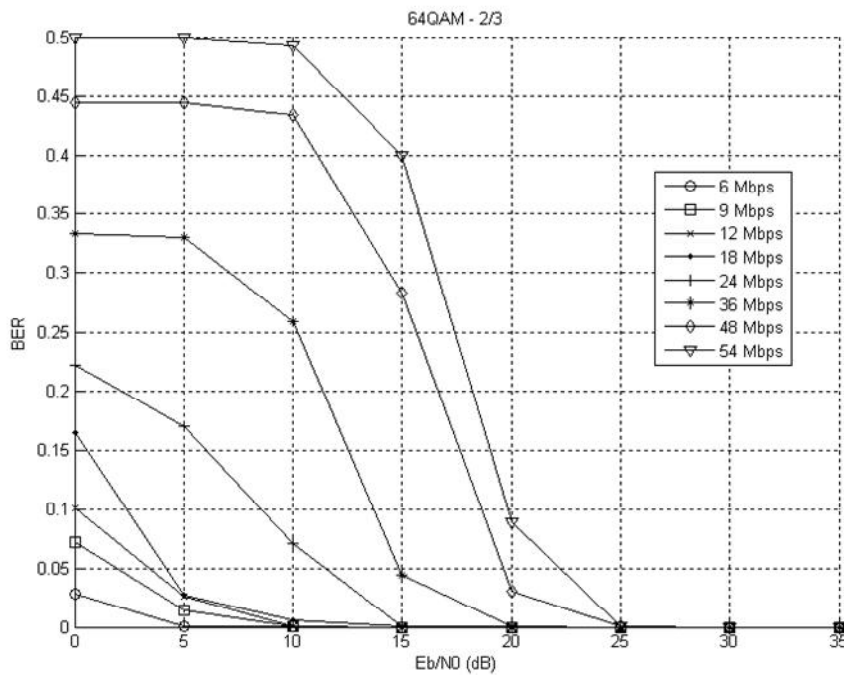


Figure 39. BER en fonction de Eb/N0 avec variation du débit pour la modulation 64QAM2/3

On remarque que le taux d'erreur commence à diminuer à partir de la valeur 10dB pour les deux débits 54 Mbps et 48Mbps au temps que la valeur de SNR est entrain d'augmenter

Pour les autres débits il commence à diminuer à partir de la valeur 5dB.

Conclusion du 1^{er} cas :

Grâce a un taux de codage de $\frac{1}{2}$ avec toutes les modulations numérique, un débit varié est obtenu par ce système .

On constate que pour un taux de codage et une modulation numérique bien déterminée on peut obtenir plusieurs débits différents. L'utilisation de codes de convolution performants, aide à améliorer le SNR en réception et diminué le taux d'erreur.

3.4.2. 2^{ème} cas : Impact de variation de toutes les modulations de codeur 3/4

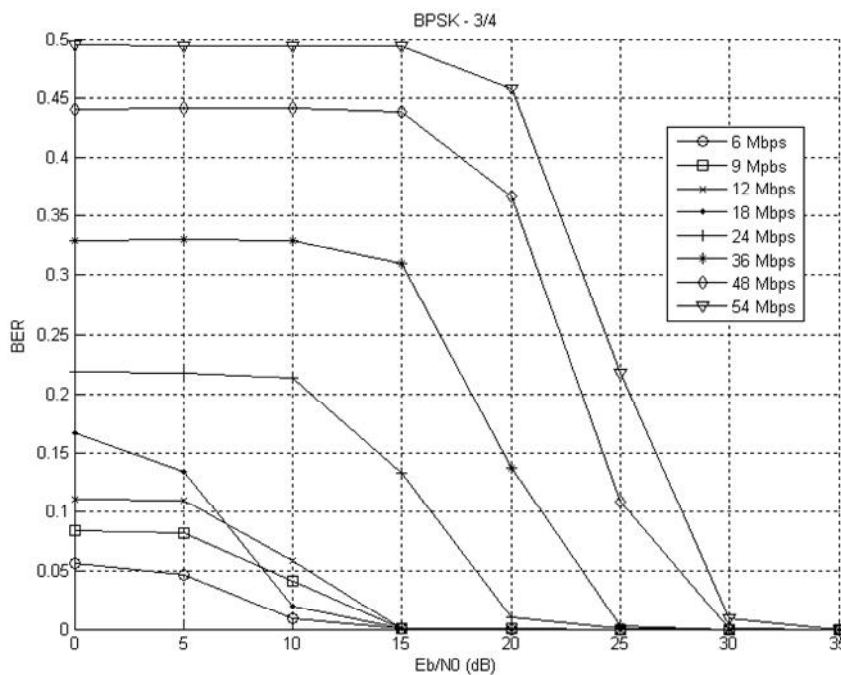


Figure 40. BER en fonction de Eb/N0 avec variation du débit pour la modulation BPSK-3/4

En remarque que le taux d'erreur commence a diminué a partir de la valeur 15dB pour les trois débits 54 Mbps et 48Mbps, 36Mbps au temps que la valeur de SNR est entrain d'augmenter Et pour les autre débit il commence a diminué a partir de la valeur 5dB

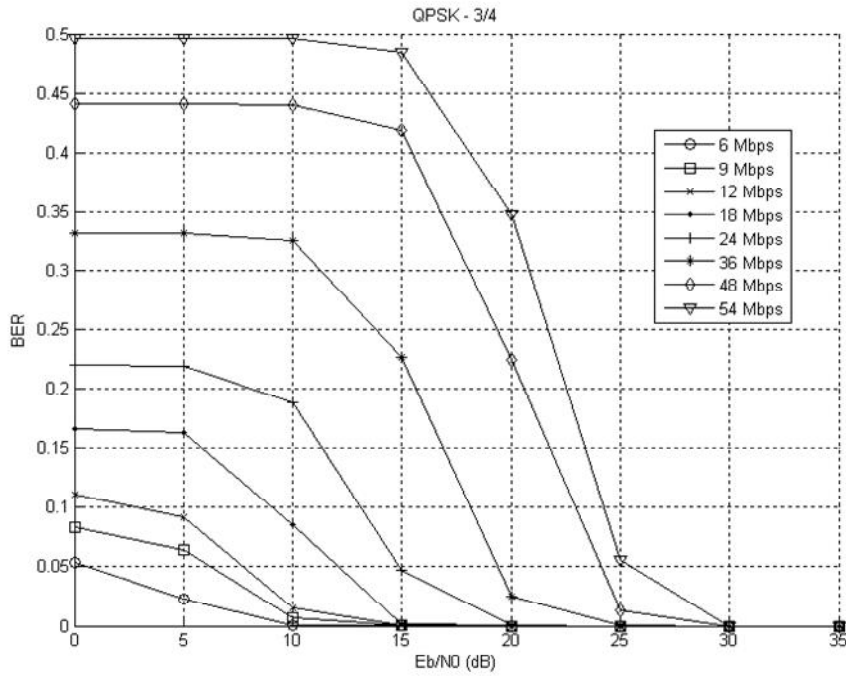


Figure 41. BER en fonction de Eb/N0 avec variation du débit pour la modulation QPSK3/4

On remarque que le taux d'erreur commence à diminuer à partir de la valeur 10dB pour les 3 débits 54 Mbps, 48Mbps et 36Mbps au temps que la valeur de SNR est entrain d'augmenter.

Pour les autres débits il commence à diminuer à partir de la valeur 5dB.

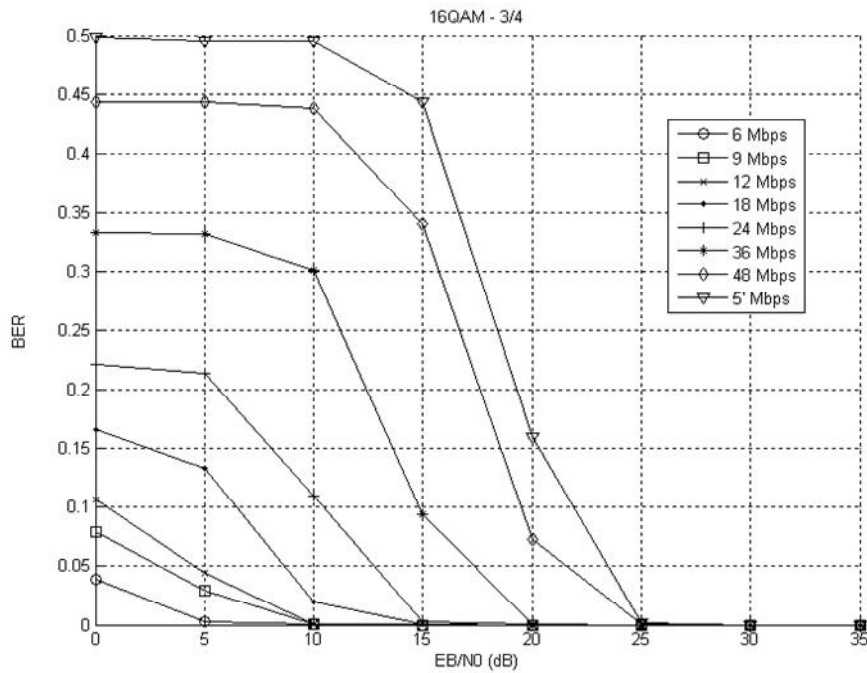


Figure 42. BER en fonction de Eb/N0 avec variation du débit pour la modulation 16QAM3/4

On remarque que le taux d'erreur commence à diminuer à partir de la valeur 10dB pour les 2 débits 54 Mbps et 48Mbps au temps que la valeur de SNR est entrain d'augmenter, et pour les autres débits il commence à diminuer à partir de la valeur 5dB.

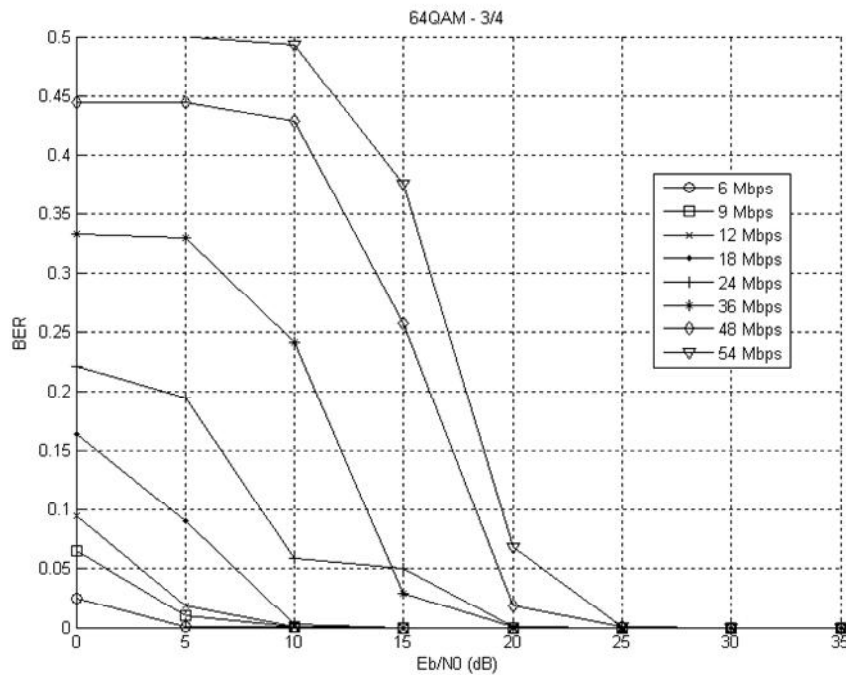


Figure 43. BER en fonction de Eb/N0 avec variation du débit pour la modulation 64QAM-3/4

On remarque que le taux d'erreur commence à diminuer à partir de la valeur 5dB pour les 3 débits 54 Mbps , 48Mbps et 36Mbps au temps que la valeur de SNR est entrain d'augmenter Et pour les autre débit il commence à diminué à partir de la valeur 0dB.

Conclusion du 2^{ème} cas :

On conclue que les résultats de modulation avec taux d'erreur $\frac{3}{4}$ sont plus faible par rapport aux résultats de modulation avec un taux d'erreur $\frac{1}{2}$.

4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle simulation simulink ainsi que les modifications que nous avons apportés pour conduire nos propres expériences. Nous avons défini plusieurs scénarios de simulations répondant à un environnement multipath variable, et conduit une série de tests pour différents param étrages du modèle. Les résultats que nous avons obtenus sont satisfaisants et confirment d'une part le pouvoir de la forme d'onde OFDM face au multipath et d'autre part les modes opérationnels définis par la norme.

Conclusion générale

Le développement rapide de la microélectronique et des capacités de miniaturisation permettent aujourd'hui la mise en œuvre de techniques complexes dans des appareils mobiles de petite taille. Cependant l'augmentation des besoins en débit se heurte à la nature des canaux eux-mêmes. En effet, dans des applications telles qu'un réseau informatique radio dans un environnement indoor, le canal est de type multitrajet. Le signal est réfléchi en plusieurs endroits, et des échos apparaissent et créent des perturbations (effet destructif) dont l'influence augmente avec le débit de transmission.

Parmi les solutions étudiées pour palier ce problème, les modulations multiporteuses OFDM sont étudiées depuis plusieurs années et sont particulièrement adaptées à ces canaux sévères. Un des obstacles principaux à leur mise en œuvre était la complexité des transceivers, mais les progrès accomplis dans les techniques numériques ont rendu leur réalisation possible. Aujourd'hui plusieurs normes telles que IEEE 802.11a/g/n reposent sur ces modulations.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'évaluation des performances de la technologie IEEE 802.11a dans un contexte de canaux multitrajets à bruit gaussien.

Nous avons présenté au début de ce mémoire un état de l'art sur les éléments constitutifs d'une chaîne de communication et les techniques modernes permettant des fonctionnalités spécifiquement adaptés aux transmissions fiables. Nous avons abordé les notions de base et identifié quelques paramètres clés qui ont servi au cours de ce mémoire.

Ensuite, il est été question de revoir le standard IEEE 802.11a pour appréhender les techniques adoptées pour cette technologie ainsi que leurs fonctionnements. Nous avons également étudié le choix des paramètres associés à la norme, ceci nous a très utile lorsque nous avons abordé l'aspect simulation.

En effet, sur la base d'un modèle multitrajet répondant aux spécifications la norme 802.11a qui a été la source principale de développement de ce travail, nous avons conduit une évaluation des performances de la dite norme par simulation sous Matlab/Simulink. Nous avons considéré trois types de canaux, et pour chacun nous avons conduit des tests en faisant varier le débit, la modulation (mapping) et le codage, et ce pour différents rapports signal à bruit.

Les résultats obtenus sont en conformité avec les différents choix de modes de fonctionnement définis par la norme.

Le prolongement immédiat de ce travail serait une évaluation des performances de l'OFDM conjugué à la diversité spatiale (MIMO) et au codage moderne (turbo-codes) dans des environnements réels très sévères tels que les milieux confinés.

Bibliographie

1. RECOMMANDATION UIT-R P.1321, UIT-R P.1321 L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT, (1997).
2. IEEE 802.11, local and metropolitan area networks - specific requirements part 11 : Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications, IEEE standard, 2007.
3. IEEE 802.11, local and metropolitan area networks - specific requirements part 11 : Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications, IEEE standard, 1999.
4. Claude Chaudet, Dominique Dhoutaut, et Isabelle Guérin Lassous. Performance issues with IEEE 802.11 in ad hoc networking. *IEEE Communications Magazine*, 43(7) :110–116, juillet 2005.
5. G. Bianchi. Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(3) :535–547, 2000.
6. Luciano Bononi, Marco Conti, et Enrico Gregori. Runtime optimization of ieee 802.11 wireless lans performance. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, 15(1) :66–80, janvier 2004.
7. M. Bredel et M. Fidler. Understanding fairness and its impact on quality of service in ieee 802.11. Dans *INFOCOM 2009. The 28th Conference on Computer Communications*. IEEE, pages 1098–1106, avril 2009.
8. James Tsui. Digital techniques for wideband receivers. Artech House , London 1995.
9. Adriana DINU et Joëlle BARRAL. CODES CORRECTEURS. D'ERREURSMODEX D'ELECTRONIQUE, 2014.
10. Cargou Cyril. Réseaux Mobiles sans Fils. 2008.

