

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS.....	iii
SOMMAIRE.....	iv
LISTES DES TABLEAUX	ix
RÉSUMÉ	x
ABSTRACT	xi
GLOSSAIRE	xii
CHAPITRE 1.....	1
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1.1 Introduction	1
1.2 Objectif.....	2
1.3 Organisation du travail	2
CHAPITRE 2.....	3
GÉNÉRALITÉS SUR LA RADIO DIFFUSION.....	3
2.1 Introduction	3
2.2 Historique	3
2.3 Les réseaux sans fil.....	5
2.4 Les ondes millimétriques	8
2.5 Conclusion.....	10
CHAPITRE 3.....	11
CANAL DE PROPAGATION	11
3.1 Introduction	11
3.2 Phénomènes de propagation.....	11
3.2.1 Fading à grande échelle	12
3.2.2 Fading à petite échelle	13

3.3 Modèles de canaux et caractéristiques	15
3.3.1 Modèle de canal interne.....	16
3.3.2 Modèle de canal externe	27
3.4 Réglementation pour la bande de 60 GHz.....	31
3.4.1 Amérique du Nord	31
3.4.2 Europe.....	31
3.4.3 Corée.....	32
3.4.4 Japon	33
3.4.5 L’Australie.....	33
3.5 Les industries et la bande de 60 GHz.....	34
3.5.1 L’alliance Gigabit sans fil.....	35
3.5.2 La haute définition sans fil.....	35
3.5.3 L’ECMA 387	35
3.5.4 L’IEEE 802.15.3.C	36
3.5.5 L’IEEE 802.11.ad	37
3.6 Conclusion.....	37
CHAPITRE 4.....	38
TECHNIQUES ET APPROCHE.....	38
4.1 Introduction	38
4.2 Fonctionnement de l’OFDM	38
4.2.1 Principe de fonctionnement de L’OFDM	40
4.2.2 Intervalles de gardes	42
4.3 Implémentation de l’OFDM	45
4.3.1 Chaîne d’émission et Réception OFDM	48
4.3.2 Technique d’évaluation des performances.....	51
4.5 Conclusion.....	53

CHAPITRE 5.....	54
RÉSULTATS ET ANALYSES.....	54
5.1 Introduction.....	54
5.2 Performances pour différents Canaux.....	54
5.2.1 Résultats pour les fréquences 2.4 et 5 GHz.....	54
5.2.2 Performances à 60 GHz.....	67
5.3 Conclusion.....	72
CHAPITRE 6.....	73
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	73

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Premier émetteur de Marconi	Figure 2 : Oscillateur de Righi	4
Figure 2 : Les réseaux de communications sans fil		6
Figure 3: Spectre électromagnétique		9
Figure 4: Débit en fonction de la distance des standards WLAN et WPAN		10
Figure 5 : Synoptique des phénomènes de propagation		12
Figure 6 : Types de fading		15
Figure 7 : Modèle à deux rayons et modèle exponentiel		17
Figure 8 : Modèle de Canal IEEE 802.11		19
Figure 9 : Modèle de Saleh-Valenzuela		20
Figure 10 : Distribution des cellules et des rayons		23
Figure 11 : Réponse impulsionnelle et distribution de puissance du canal		23
Figure 12 : Réponse impulsionnelle du canal		26
Figure 13 : Modèle de canal de Clark/Gans		28
Figure 14 : Modèle de canal de Jake		29
Figure 15: Porteuses orthogonales		42
Figure 16 : Insertion du préfixe cyclique		44
Figure 17 : Synoptique de la chaîne HSI-OFDM		48
Figure 18 : Données binaires		48
Figure 19 : Mappage 16-QAM		49
Figure 20 : Symbole OFDM composé de quatre sous-porteuses		50
Figure 21 : Spectre de l'OFDM		50
Figure 22 : Principe d'insertion dynamique du préfixe cyclique		52
Figure 23 : Équivalence large bande de l'AWGN à bande limitée		55
Figure 24 : Équivalence bande de base complexe de l'AWGN à bande limitée		55
Figure 25: TER de l'OFDM BPSK dans un canal de Gauss		57
Figure 26 : Performance de L'OFDM dans un Canal de Rice pour du BPSK		59
Figure 27 : Performance de L'OFDM dans un Canal de Rice pour du 16-QAM		60
Figure 28 : Performance de L'OFDM dans un Canal de Rice pour du 32-QAM		60
Figure 29 Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP=0		62
Figure 30 : Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP= 0,2µs		63
Figure 31 : Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP= 0,4µs		63

Figure 32 : Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP= 0,6 μ s	64
Figure 33 : Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP= 0,8 μ s	65
Figure 34: BER dans le canal de Rayleigh 16-QAM pour Rms=0,8 μ s	66
Figure 35 : TER dans le canal de Rayleigh pour du 32-QAM Rms=0,8 μ s	66
Figure 36 : TER OFDM BPSK dans le canal de Rice à 60 GHz : Rms= 22 ns.....	69
Figure 37 : TER OFDM 16-QAM dans le canal de Rice à 60 GHz Rms= 22 ns	70
Figure 38 : TER OFDM 32-QAM dans le canal de Rice à 60 GHz Rms= 22 ns	71

LISTES DES TABLEAUX

Tableau 1 : Paramètres pour le modèle IEEE 802.11	18
Tableau 2: Paramètre de simulation pour le modèle S-V	22
Tableau 3 : Environnements et modèles de canal	26
Tableau 4 : plan des fréquences et limitation de puissance transmise	33
Tableau 5 : Synoptique des types de modes par équipements de l'ECMA	36
Tableau 6 : Synoptique des modes de l'interface Physique pour le Standard	36
Tableau 7 : Paramètres de l'OFDM conformément à la norme IEEE 802.11	46
Tableau 8 : Paramètres de l'OFDM pour 60 GHz (Mode HSI-OFDM)	47

RÉSUMÉ

Le développement continué par le monde des télécommunications (applications de plus en plus gourmandes en bande passante, rareté de la ressource fréquentielle) crée un besoin. Ce besoin est de passer à des fréquences supérieures tout en offrant la fiabilité de communications fournies par les systèmes à basse fréquence.

Notre projet met l'accent sur la technique bien connue de l'OFDM, et étudie les performances de celle-ci pour différents types de canaux, dont celui de Rice, à 60 GHz. L'OFDM a déjà fait ses preuves avec la norme IEEE 802.11 (a, g, n) (WIFI) et 802.16 (WiMAX) pour les bases fréquences d'où l'intérêt de l'employer pour le signal 60 GHz.

L'objectif du document est de présenter les performances du système de transmission pour différents canaux tout en proposant une méthode de combat du multi-trajet qui est celle du préfixe cyclique. Les performances sont présentées en termes de taux d'erreur binaire pour les méthodes manuelles et dynamiques d'affectation de préfixe cyclique.

Pour atteindre cet objectif, le document a comme base des travaux précédents (état de l'art) des réseaux de télécommunications ainsi que les principes de fonctionnement de la technique OFDM. Cette fondation établie, l'implémentation complète de la chaîne de transmission OFDM est faite dans le logiciel de simulation Matlab. La communication est simulée pour les canaux respectifs de Gauss, Rice et Rayleigh pour les fréquences de 2.4, 5 et 60 GHz. L'analyse des résultats montre qu'on obtient des performances intéressantes pour le système de transmission avec le modèle de Rice à 60 GHz. La raison étant que les ondes ont un comportement optique à cette fréquence, la majeure partie de l'énergie est concentrée dans le trajet direct. Il sera donc avantageux pour les communications à 60 GHz d'avoir les trajets les plus directs possible entre émetteur et récepteur pour de belles performances.

Au terme du travail, un outil de simulation est disponible pour servir à l'étude et la visualisation rapide de performances. Ce travail ouvre des perspectives très intéressantes pour l'utilisation d'antennes multiples et performantes en milieu confiné.

ABSTRACT

The continuous development undergone by the telecom world (increasing bandwidth-intensive applications, scarce frequency resources) creates a need. This need is to move to higher frequencies while providing the reliability of communications furnished by the systems of low frequency.

Our project focuses on the well-known OFDM technique, and studies the performance thereof for different types of channels whose complex model is the Triple SV channel at 60 GHz. OFDM has already proven itself in the IEEE 802.11(a, n, g) (WIFI) and IEEE 802.16 WiMAX standard.

The aim of the document is to present the performance of the transmission system for different channels while proposing a method to combat multipath. Performance is presented in terms of amount of binary error in function of the energy involved in the wireless link.

To achieve this objective, the document has the basis of previous work (state of art) of telecommunications networks and operating principles of the OFDM technique. This foundation sets the implementation of the complete chain of OFDM transmission is made in the Matlab simulation software. The communication is made for the Gauss, Rice and Rayleigh channels at 2.4, 5 and 60 GHz.

The analysis of the results shows that we obtain very interesting performance for the transmission system through Rician channel model at 60 GHz. The reason being that the waves have an optical behavior at 60 GHz; most of the energy is concentrated in the direct path. It will be advantageous for communications at 60 GHz to have the most direct route possible between transmitter and receiver for best performance.

A simulation tool is available for use in the study and visualization of rapid performance. The work establishes a good basis for further work in confined area and possible extension to multiple antennas (MIMO-OFDM)

GLOSSAIRE

AoA	Angle of arrival
ARIB	Association of Radio Industries and Business
AWGN	Additive Gaussian Noise
CCE	Comité des Communications Electroniques
CDMA	Code Division Multiple Access
CMS	Common Mode Signaling
CP	Cyclic Prefix
DFT	Discrete Fourier Transform
EHF	Extra High Frequency
FCC	Federal Communication Commission
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FWGN	Filtered White Gaussian Noise
HSI	High Speed Interface
ICSMT	Industry Canada Spectrum Management and Telecommunications
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
LLC	Logical Link Control
MAC	Medium Access Control
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	Open System Interconnexion
PL	Path Loss
RMS	Root Mean Square
Rx	Receiver
SC	Single Carrier
SV	Saleh-Valenzuela
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreurs Binaire

TEB	Taux d'erreur Binaire
ToA	Time of Arrival
T-SV	Triple-Saleh-Valenzuela
Tx	Transmitter
UWB	Ultra Wide Band
UWB	Ultra Wide Band
WLAN	Wireless Local Area Networks
WPAN	Wireless Personal Area Networks

CHAPITRE 1

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1.1 Introduction

La croissance rapide et continue des systèmes de télécommunications et applications sans fil crée des besoins de plus en plus nombreux. Parmi ces besoins on peut citer, la nécessité d'avoir du haut débit, fournir une haute qualité de service, tirer le maximum de la ressource fréquence disponible et concevoir des équipements de pointe. Depuis de longues dates, les basses fréquences ont été beaucoup exploitées pour combler ce besoin et offrir plusieurs types de services. À mesure que le nombre d'applications et les besoins croissent, les basses fréquences ont commencé à être saturées de sorte qu'on est passé par translation à des bandes de fréquences plus élevées.

Parmi les techniques exploitées en basses fréquences et les ondes millimétriques, celle de l'ultra large bande est connue depuis près de 40 ans. Elle a été exploitée au début dans la bande de 3.1 GHz à 10 GHz ([5-6[GHz), puis étendue à l'entour de 40 GHz. Comme technique de modulation, l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a démontré un grand potentiel qui l'a positionnée parmi les solutions fiables pour les futurs réseaux de télécommunications sans fil.

La libération de la bande autour de 60 GHz pour une libre exploitation et expérimentation met à disposition une ressource spectrale inégalée jusqu'ici (jusqu'à 7 GHz en continu dans certains pays). Cela offre pour les académies et industries un très grand attrait, il est donc opportun de voir de près quelles performances offrirait la technique de modulation de l'OFDM pour une liaison sans fil à cette fréquence. Cette technique a des atouts majeurs qui peuvent être résumés par :

- La grande résistance à la sélectivité fréquentielle,

- La grande efficacité spectrale,

- Le combat des multi trajets.

Elle a déjà fait ces preuves avec la norme IEEE 802.11a ((2.5-5GHz)

La longueur millimétrique des ondes (5 mm) réduit la portée de la transmission à une dizaine de mètres. C'est un point très positif pour la réutilisation des fréquences et la sécurisation des communications à l'intérieur des bâtiments.

Le pic d'absorption atteint à la fréquence de 60 GHz est très élevé environ 10 dB/km à celui-ci se joignent d'autres phénomènes bien connus de réflexion, réfraction, diffraction,

diffusion, d'évanouissement et multi-trajets dont la somme cumulée contribue à la dégradation de la qualité des communications.

La bande de fréquences de 60 GHz a fait l'objet de beaucoup d'études et suscite aujourd'hui encore un très grand attrait à cause du potentiel qui s'y trouve. On dispose néanmoins de très peu d'informations sur la performance de certains systèmes sans fil ce qui justifie ce travail. Nous apportons une contribution en fournissant des performances de la technique OFDM pour un canal de Rice à 60 GHz. Nous verrons comment le préfixe cyclique est adapté en fonction du retard maximal (Delay Spread), le tout permettant d'avoir une meilleure performance en termes d'erreurs de transmission.

Nous voulons par ces travaux contribuer à la fondation permettant l'établissement de futurs travaux.

1.2 Objectif

L'objectif est qu'au terme de ce document le lecteur puisse avoir une bonne vision sur les performances des techniques de l'OFDM dans différents types de canaux, qu'il voit le principe d'adaptation du préfixe cyclique en fonction du retard maximal du canal à 60 GHz. Plusieurs contraintes et hypothèses que nous énumérerons dans les chapitres suivants seront considérées pour ce travail. Les caractéristiques et performances obtenues peuvent être exploitées pour une meilleure visibilité :

À la conception d'équipements (exemple des antennes à 60 GHz).

Pour les travaux en milieux confinés et dans les mines.

À l'exploitation optimale de la ressource spectrale.

1.3 Organisation du travail

Le document est composé de six chapitres structurés comme suit : le chapitre deux est consacré aux généralités sur les réseaux sans fil. Il contient l'historique, l'état de l'art des réseaux sans fil et la bande autour de 60 GHz. Le chapitre trois est dédié aux modèles de canaux, la réglementation, les efforts de standardisations des industries et tout ce qu'on a comme information pour le moment là-dessus pour 60 GHz. Au chapitre quatre, nous abordons la technique OFDM dans les moindres détails de son fonctionnement, notre approche et la technique d'adaptation du préfixe cyclique. Le chapitre cinq fournit les résultats de simulations et l'analyse de ceux-ci.

Le document s'achève par une conclusion générale ainsi que les perspectives offertes pour des futurs travaux.

CHAPITRE 2

GÉNÉRALITÉS SUR LA RADIO DIFFUSION

2.1 Introduction

Le but du chapitre est de présenter l'historique de l'évolution graduelle de la diffusion radio. Nous commencerons par les pas des premiers pionniers, les problèmes rencontrés et les solutions. On retrouve également dans le chapitre des généralités sur les réseaux sans fil, les raisons qui ont conduit à une translation vers les ondes millimétriques et enfin une introduction aux ondes millimétriques.

2.2 Historique

La radiodiffusion telle que nous l'avons actuellement est le fruit de la contribution de nombreux scientifiques depuis le dix-huitième siècle. Dans les années 1860, le scientifique britannique James Clerk Maxwell avait déjà prédit la possibilité de générer des ondes électromagnétiques qui voyagent à la vitesse de la lumière. Son concept fut prouvé vingt ans plus tard, par le physicien Allemand Heinrich Rudolf Hertz.

Le travail effectué par Hertz en 1886 fut le point de départ de l'ultra large bande. Ces travaux furent suivis en 1894, par ceux du scientifique britannique Oliver Lodge qui réussit à envoyer des signaux morse sur une distance d'un demi-mile.

La passion d'Hertz fut relayée par un jeune Italien du nom du Guglielmo Marconi née le 25 avril 1874 à Bologne et mort à Rome le 20 juillet 1937. Marconi est considéré comme le tout premier ingénieur de la communication sans fil de l'histoire. À la suite de la lecture des travaux d'Hertz, il commença avec son frère un laboratoire dans deux chambres plaçant les antennes au niveau du plafond. Les travaux initiaux de Marconi étaient basés sur l'oscillateur de Righi, (physicien Italien) figure 2.

Marconi apporta quelques modifications et ajouts au système en associant les éléments suivants :

- L'Émetteur conçu par Righi
- Une Capacité placée à une certaine hauteur de la masse
- Un récepteur cohérent avec une antenne Marconi (un dipôle vertical sur un plan de masse)

Vers l'année 1896 Marconi avait déjà conçu un appareil très efficace au point où il put faire une demande de brevet et commencé la recherche de financement. Le gouvernement local n'étant pas convaincu de la pertinence de son invention, il partit pour l'Angleterre où il obtint des fonds de la part du British Post Office.

Les résultats qui suivirent ces expériences étaient tellement impressionnants et satisfaisants que Marconi écrit : « l'idée de base était tellement élémentaire, simple et logique que je n'arrivais pas à croire que personne n'a pensé avant moi à la mettre en pratique ». Les communications sans fil commencèrent alors à faire leur histoire et allèrent de l'avant. On connut la fameuse transmission « S » à travers l'atlantique le 12 décembre 1901. Sa réussite prouva la faisabilité d'une transmission sans fil transatlantique. Il a fallu attendre cependant 1907 pour l'établissement d'une liaison fiable sur la même portée. En voyant ce grand succès, le système de transmission fut très vite adopté par la Royal Navy. Nous avons dans les figures ci-dessous le premier émetteur utilisé par marconi pour ses expériences dans la figure 1 et l'oscillateur de Righi dans la figure 2



Figure 1 : Premier émetteur de Marconi

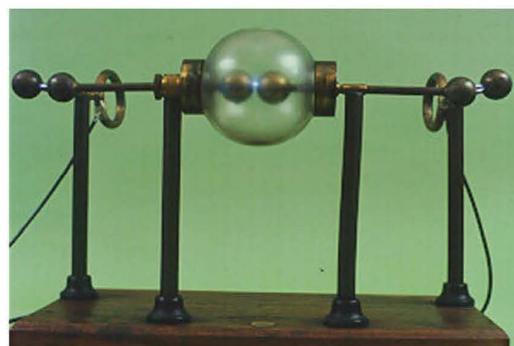


Figure 2 : Oscillateur de Righi

Vers la fin de la première décennie du vingtième siècle les appareils de communications sans fil commencèrent à être utilisés par tous, avec cela est arrivé aussi l'émergence des premiers problèmes. Cette forme de transmission sans fil occupait une large partie du spectre radio vu que les circuits syntones n'existaient pas encore. Il était difficile pour deux systèmes d'émettre simultanément dans une même localité géographique, en plus de cela le système était très pesant et grand consommateur d'énergie. La recherche en vue de résoudre ses différents points commença dans ces années-là.

On a abouti à de grandes améliorations grâce à des travaux comme celui du Danois Valdemar Poulsen [(1869–1942) Ingénieur-électricien] qui inventa l'émetteur « Arc de Poulsen ». Après cela les réalisations dans le domaine du système de communication par tube à vide (inventé par l'Américain Lee De Forest en 1906) virent le jour, une continuité de la transmission par onde radio.

Plus tard dans les années 1960 on a assisté à un intérêt croissant pour les systèmes ultra large bande avec la contribution de Mr Henning Harmuth (le terme ultra large bande (Ultra Wide Band : UWB), a longtemps désigné les formes d'ondes sans porteuses ou signaux d'impulsions dont la durée est de l'ordre nanométrique). Les travaux de Harmuth conduire à des résultats publiés entre 1969 et 1984, dans lesquelles, il exposait au public les bases des émetteurs et récepteurs ultra large bande. Pendant cette même période, mais indépendamment, Ross et Robbins ont commencé à déposer des brevets où ils prônaient l'utilisation de l'ultra large bande pour une plus large gamme d'applications telles que les radars et senseurs. Ils ôtèrent par leurs travaux la limitation de l'utilisation de cette bande aux appareils de communications.

Suite au grand développement des techniques nanométriques des années 60 jusqu'à la fin du vingtième siècle, une porte fut ouverte à l'échelle mondiale pour la standardisation. Aujourd'hui les signaux ultra large bande peuvent être combinés à différentes techniques de modulation à l'exemple de la technique multi porteuses, la modulation fréquentielle, la technique de multiplexage orthogonal par division fréquentielle (OFDM) que nous aborderons dans le cadre de notre travail.

Dans le processus de normalisation, un manquement important date de l'année 2006. Après trois années de débats acharnés au sujet de la couche physique dont certains disaient qu'elle devrait constituer la base de la norme IEEE 802.15.3.a, les deux parties en conflit ont abandonné et votés à l'unanimité la dissolution des closes entames. Une déclaration commune publiée le 20 janvier de la même année stipulait de laisser le marché décider quelle couche physique de l'ultra large bande deviendrait leur standard de fabrication.

2.3 Les réseaux sans fil

Au début, les systèmes de communication sans fil ont été principalement utilisés par les compagnies militaires et d'expédition. Ils se sont développés ensuite dans les services de radiodiffusion commerciale, de téléphonie cellulaire, services de positionnement global (GPS), réseau local sans fil (WLAN), réseau personnel sans fil (WPAN). Le synoptique de la figure 3 donne une vue sur le réseau de communication sans fil.

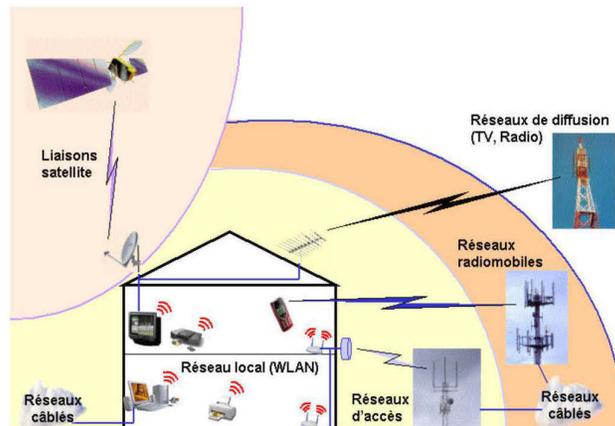


Figure 2 : Les réseaux de communications sans fil

En fonction des applications, la portée, le débit, la mobilité, il peut s'agir des réseaux d'accès (Accès Networks), de diffusion (Broadcast Networks), radio mobile ou encore locale (WLAN : Wireless Area Networks).

Les réseaux d'accès sans fil offrent le haut débit pour un réseau câblé aux derniers kilomètres, car la liaison est généralement fixe. Les réseaux de diffusion concernent principalement la télévision et la radio, ils sont sans voie montante pour le moment. Les réseaux radio mobile englobent la téléphonie cellulaire et offrent un débit réduit à quelques kbits. Les réseaux locaux (WLAN) quant à eux visent de multiples services hauts débits pour des zones à forte densité d'activités.

Les années 90 ont marqué l'expansion mondiale de la téléphonie numérique sans fil. Le confort d'utilisation, la souplesse et surtout la mobilité sont les clés de la cette réussite. Aujourd'hui, ces systèmes de communication sont devenus une partie intégrante de la vie quotidienne et offrent en les associant une meilleure qualité de services.

Les réseaux locaux sans fil

Le développement des réseaux locaux sans fil est un deuxième pas-de-géant dans la révolution des réseaux sans fil après la téléphonie mobile de deuxième génération. La simplicité de ses applications et la suppression des fils qui interconnectent les appareils (ordinateurs, imprimantes, lecteurs multimédias, appareils photo, etc.) ont rendu aisée leur utilisation. En 1990 on parlait généralement de catégories plus vastes, telles que les Mobile Broadband Systems (MBS) ou encore les Wireless Broadband Communications (WBS), le

concept fut structuré au fur et à mesure et les caractéristiques spécifiées. On a finalement retenu que les WLAN doivent intégrer les caractéristiques suivantes :

- Déploiement à l'intérieur des bâtiments ;
- Variété de services (vidéo, audio, images, texte, données...) ;
- Architecture centralisée ou distribuée (ad-hoc) ;
- Débits supérieurs à 1 Mbit/s ;
- Compatibilité avec les structures réseau ATM (Asynchronous Transfer Mode), IP (Internet Protocol) et 3G (Troisième génération) ;
- Gestion de la qualité de service (QoS) et de la sécurité ;
- Une interconnexion avec les réseaux radio mobiles existants et à venir ;
- Une configuration plus transparente possible pour l'utilisateur.

La normalisation des réseaux locaux sans fil peut être scindée en deux grandes familles : IEEE 802.11 aux États-Unis et HIPPERLAN en Europe. La bande de fréquence concernée est celle de 2.4 et 5 GHz. Au fil des années, le concept de ces réseaux a été complété par une autre famille. Les versions les plus affinées d'HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a permettent d'atteindre un débit de transmission de 6 à 54 Mbit/s dans la bande des 5 GHz.

Les couches concernées par les standards de réseaux locaux sans fil sont :

- La couche physique (PHY) ;
- la couche de contrôle de liaison (DLC - Data Link Control) ;

La couche physique (PHY) s'intéresse à la transmission radio, son dimensionnement nécessite une bonne connaissance du canal de propagation. La couche liaison est divisée en deux sous-couches, la couche d'accès au milieu (MAC - Medium Access Control) et la couche de contrôle logique (LLC: Logical Link Control). Elles gèrent respectivement la manière dont les équipements émettent au sein du réseau, les flux de données et la correction des erreurs.

Les réseaux locaux sans fil (WPAN: Wireless Personal Area Networks) sont venus compléter le concept des réseaux sans fil. Ils relient sans fil des équipements portés par un utilisateur ou se trouvant dans son environnement proche (quelques mètres). Le groupe de travail mis en place par l'IEEE pour les standards est l'IEEE802.15. Des appareils tirant leur conception des standards susmentionnés sont en train de se généraliser sur le marché professionnel. D'autres technologies propriétaires comme Bluetooth grâce à des travaux harmonisés sont devenues conformes au standard IEEE 802.15 et ont acquis un grand succès auprès des utilisateurs de tous les domaines.

La rareté de la ressource fréquentielle en basse fréquence pour des perspectives d'applications gourmandes en ressources a poussé les chercheurs à se tourner vers d'autres bandes de fréquences et techniques d'accès au média sans fil. Une solution fut la transposition vers la bande millimétrique. La libération et l'allocation en Amérique, en Europe et ailleurs de la bande autour de 60 GHz entrent dans cette ligne de pensée

2.4 Les ondes millimétriques

La notion de mobilité l'un des points forts de tous les systèmes de communications sans fil est devenu avec le temps une nécessité pour les applications d'autres types telles que la vidéo, l'audio, les textes, les images. Ce besoin pèse de tout son poids lorsqu'on sait que l'une des technologies émergentes du domaine sans fil actuellement est celle des ondes millimétriques, avec un fort potentiel en termes de bande passante et haut débit. La translation vers les hautes fréquences est expliquée de plusieurs façons parmi lesquelles :

- La rareté de la ressource fréquentielle dans les basses fréquences,
- La complexité de l'efficacité spectrale pour les fréquences inférieures à 10 GHz,
- La conception d'applications gigabits.

Les ondes millimétriques couvrent le spectre de 30 à 300 GHz (EHF : Extra High Frequency) et offrent comme avantages :

- La disponibilité d'une énorme bande passante sans licence,
- De fortes pertes de puissance en fonction de la distance.

Le spectre millimétrique grâce à ces atouts est un bon candidat pour les applications gigabits sans fil des réseaux sans fil locaux (WLAN), et réseaux personnels (WPAN).

Le spectre électromagnétique de la figure 4 donne une vue sur les longueurs d'onde et les fréquences.

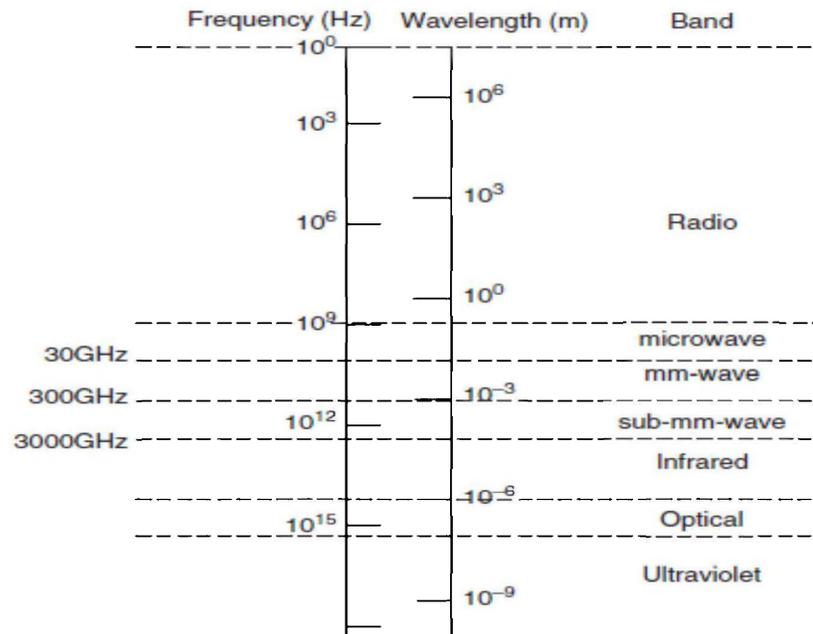


Figure 3: Spectre électromagnétique

L'utilisation des ondes millimétriques pour les WLAN ou MBS a débuté vers les années 90. Au début, l'objectif était d'utiliser cette bande de fréquences. Pour des réseaux basés sur l'ATM et aussi pour la mise en place de réseaux d'accès. L'intérêt est :

- Largeur des bandes passantes disponibles,
- Facilité de la réutilisation des fréquences due aux fortes atténuations en fonction de la distance,
- Compacité des équipements due aux courtes longueurs d'onde.

Dans le spectre des ondes millimétriques, trois bandes particulières ont été retenues, en raison de leur disponibilité pour le type d'applications visées. Ce sont celles comprenant 30 GHz, 40 GHz et 60 GHz. La bande de 60 GHz en particulier présente les avantages majeurs suivants :

- ✓ Énorme largeur de bande disponible (continue et moins restreint pour l'émission de puissance),
- ✓ Grande capacité et flexibilité.

Les standards de 60 GHz permettront d'avoir un débit de l'ordre de plusieurs gigabits sur une portée plus grande que celle des systèmes UWB, mais plus petite que celle de la norme IEEE 802.11n. Ceci est un réel défi lorsqu'on connaît les grandes pertes de propagation à cette bande de fréquences et la marge de puissance de transmission à respecter.



Dans la figure 5, nous apercevons une comparaison de la portée en fonction du débit entre les réseaux locaux et les réseaux personnels.

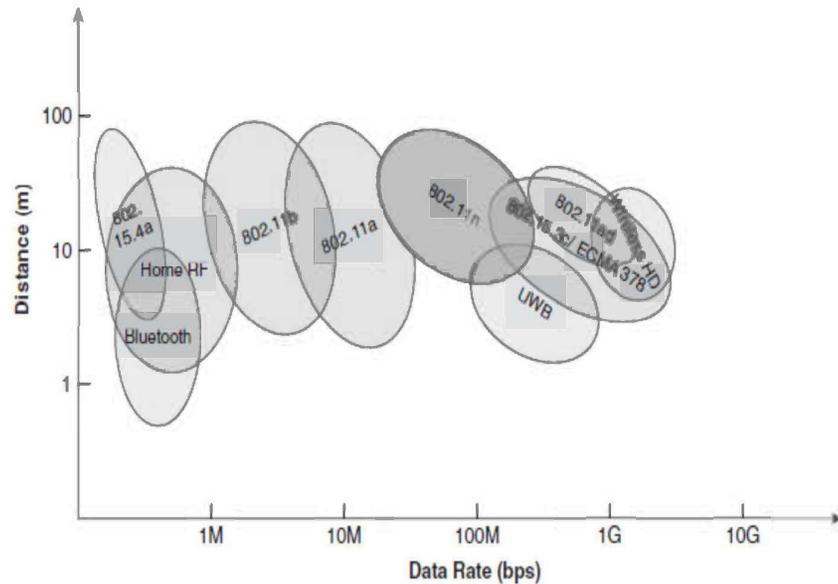


Figure 4: Débit en fonction de la distance des standards WLAN et WPAN

2.5 Conclusion

Au terme de ce chapitre, nous avons parcouru l'historique de la radio diffusion, les réseaux locaux sans fil et introduit la notion d'ondes millimétriques. Nous avons montré qu'en basse fréquence :

- La ressource fréquentielle est rare en basse fréquence.

L'efficacité spectrale y est un réel défi, alors que dans les hautes fréquences notamment à 60 GHz on dispose

- D'une énorme largeur de bande disponible ;
- D'un grand potentiel en termes de capacité et flexibilité.

En fonction de la fréquence utilisée et de l'environnement, nous avons différentes performances. Comme le contexte de ce mémoire est l'étude de performance de l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), il est important et nécessaire de présenter et bien connaître le canal de propagation.

CHAPITRE 3

CANAL DE PROPAGATION

3.1 Introduction

L'environnement dans lequel émet un système de communication représente son canal de propagation. Il est important de bien connaître celui-ci afin d'optimiser le fonctionnement du système. Nous présentons dans ce chapitre les problèmes généralement rencontrés dans les canaux sans fil, quelques modèles de canaux et enfin la réglementation et les efforts de standards à 60 GHz.

3.2 Phénomènes de propagation

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 réfraction et le guidage d'ondes.

- **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.

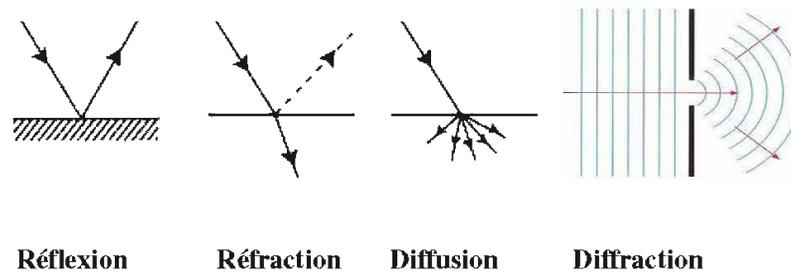


Figure 5 : Synoptique des phénomènes de propagation

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.

3.2.1 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.

Les pertes de propagations à 60 GHz sont bien plus sévères que celle enregistrée dans les basses fréquences. On observe une augmentation des pertes d'environ 22 dB comparativement à celles à 5 GHz. À celle-ci s'ajoutent d'autres pertes liées à l'absorption de l'oxygène et la pluie. L'absorption due à l'oxygène atteint son sommet à 60 GHz avec 15

dB par kilomètres et seulement 10dB par kilomètres pour la bande de largeur 8 GHz centrée autour de 60 GHz. Avec de telles pertes de propagation et une énorme absorption, fournir une liaison gigabits sans fil avec un bon budget de liaison est un réel défi à cette fréquence, ceci fait d'elle un meilleur candidat pour des applications en intérieures plus que celle externe.

Une comparaison entre les systèmes large bande telle que l'UWB, 60 GHz et ceux à bande étroite révèle que les pertes de propagation en ultra large bande et 60 GHz dépendent à la fois en fonction de la distance et la fréquence. Les modèles de variation des pertes en fonction de la fréquence ne sont pas encore répertoriés dans la documentation.

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.

Plusieurs résultats des mesures faites autour de 60 GHz ont montré que l'ombrage suit une distribution log normale. Retenons de cette partie que les pertes de propagations moyennes et l'ombrage sont considérés comme Fading à grande échelle.

3.2.2 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 $T_s \geq T_c$ 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 $T_S \ll T_C$.

3.2.2.1 Pertes multi trajet

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 σ_τ .

b) sélectivité fréquentielle du canal

Si la bande passante du signal utile dépasse la bande de cohérence du canal, le signal subit le phénomène de sélectivité fréquentielle ($B_S > B_C$). Une observation fréquentielle du signal utile montre que celui-ci voit certaines de ses composantes être atténuées. La sélectivité fréquentielle est causée par le retard multi trajet qui approche ou dépasse la période symbole, du symbole transmis ($T_S < \sigma_\tau$), σ_τ représente la racine carrée de l'étalement du retard. En pratique, $T_S \leq 10\sigma_\tau$ aboutit à un canal sélectif en fréquence et introduit des interférences inter symboles. La figure ci-dessous donne un synoptique des différents phénomènes énumérés.

3.2.2.2 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.

a) 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 $T_c \approx 1/f_m$.

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

b) 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 transmit. 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.

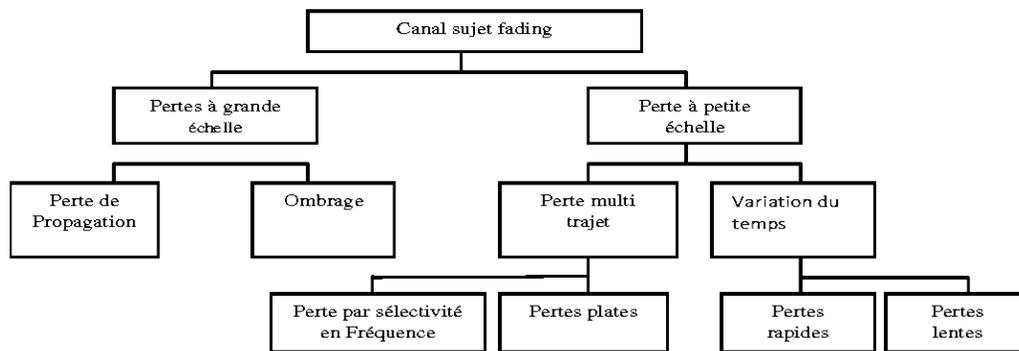


Figure 6 : Types de fading

3.3 Modèles de canaux et caractéristiques

Les caractéristiques de canal sont des paramètres importants à considérer lors d'une étude de performance. Parmi les plus pertinentes nous retiendrons les pertes de propagation, et l'évanouissement à long ou à court terme.

Tout le long de ce chapitre, nous considérons la configuration d'une seule entrée et une seule sortie (SISO: single Input single Output), soit un seul émetteur et un seul récepteur. Deux types de modèles de canaux peuvent être énumérés :

- Les modèles de canal pour intérieur ;
- Les modèles canal pour extérieur.

3.3.1 Modèle de canal interne

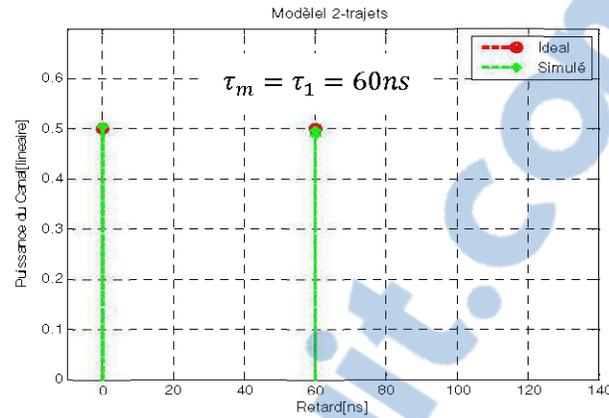
Il s'agit des cas où la surface couverte est petite et confinée d à l'intérieur. À titre d'exemple, nous pouvons parler de bureaux, kiosque, des mines et bien d'autres encore la liste n'étant pas exhaustive. Du fait que l'environnement est généralement fermé par des murs ou des parois, la puissance a tendance à être uniforme. Les composants du signal dans toutes les directions sont reçus avec une même puissance. Dans un environnement interne, le canal est généralement statique ou varie très peu à cause de la faible mobilité des terminaux à l'intérieur du bâtiment. Généralement, un canal statique fait référence à un environnement dans lequel les conditions ne changent pas pendant la transmission de données à un instant et un endroit donnée. Cette définition est l'opposé de celle d'un environnement variant dans le temps dans lequel des personnes ou des objets autour de l'émetteur bougent tout le temps même si l'environnement lui-même est au repos.

Un autre cas de figure existe, celui quasi stationnaire c'est lorsque le degré de la variation temporelle de l'environnement est petit par rapport à la longueur du symbole transmis. Dans la majorité de la littérature, les canaux internes sont pris sous des hypothèses stationnaires ou quasi-stationnaires. Nous considérons ces mêmes hypothèses tout le long de notre document.

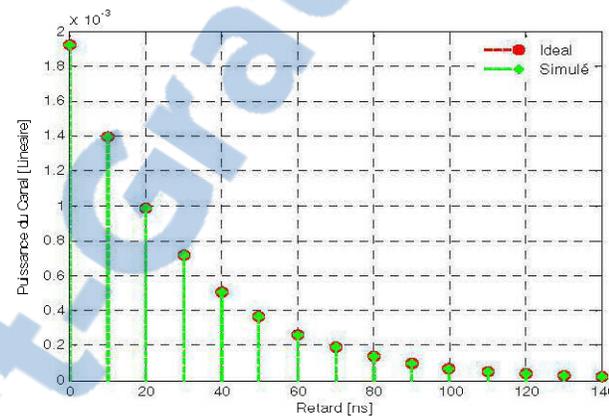
3.3.1.1 Modèle de canal exponentiel et modèle à deux rayons

Les deux modèles de canaux internes les plus populaires sont le modèle à deux rayons et celui qui est exponentiel. Dans la configuration à deux rayons, le trajet direct est considéré sans retard ($\tau_0 = 0$), et celui qui est réfléchi retardée $\tau_1 > 0$. La puissance est considérée la même pour les deux trajets. Dans ce modèle le délai maximum est donné par $\tau_m = \tau_1$, le délai moyen par $\bar{\tau} = \tau_1/2$. Le délai du trajet réfléchi est la seule chose qui permet de déterminer les caractéristiques.

Ce modèle bien que simple est très pratique lorsque les pertes sont considérables sur le trajet direct. En pratique, le trajet direct a une amplitude supérieure aux autres trajets. La simulation sur Matlab de ce modèle donne les résultats des figures 7a et 7b respectivement pour le modèle à deux rayons et le modèle exponentiel.



a) Modèle à deux rayons



b) Modèle exponentiel

Figure 7 : Modèle à deux rayons et modèle exponentiel

La puissance moyenne du canal dans le modèle exponentiel décroît d'après la relation

$$P(\tau) = \frac{1}{\tau} e^{-\tau/\tau_d} \quad (2.1)$$

Dans cette relation τ_d est le seul paramètre qui détermine le profil de puissance du retard. La puissance décroît telle qu'illustrée dans la figure 6b. Le modèle exponentiel est très approprié pour un environnement intérieur et a été adopté par l'IEEE 802.11b Task group dans le but de représenter un canal de 2.4 GHz en intérieur.

La réponse impulsionnelle du canal peut être représentée par la sortie d'un filtre à réponse impulsionnelle finie. Pour la modélisation des perturbations dans le canal, on utilise

des variables gaussiennes indépendantes dont la densité de puissance suit la même loi que la fonction exponentielle. Le maximum de trajet est déterminé en fonction du retard et de la période d'échantillonnage comme suit :

$$T_{max} = 10\sigma_{\tau}/T_s \quad (2.2)$$

Si l'on suppose que la puissance de perturbation du trajet « n » a une puissance de 0 et une variance de $\sigma_p^2/2$; alors la réponse impulsionnelle est donnée par

$$h_n = G_1 + j.G_2, n = 0, \dots, T_{max} \quad (2.3)$$

G_1 et G_2 sont des variables gaussiennes statistiquement indépendantes. Elles suivent la loi normale avec les paramètres suivants $\mathcal{N}(0, \frac{\sigma_p^2}{2})$.

Contrairement au modèle de canal exponentiel dans lequel le délai maximum est calculé à partir d'un trajet de niveau de puissance non négligeable, le modèle de canal de la norme IEEE 802.11 fixe le retard maximum à 10 fois l'écart-type du retard prévu (RMS delay spread). La puissance de chaque perturbation dans le canal est : $\sigma_p^2 = \sigma_0^2 e^{-PT_s/\sigma_{\tau}}$ (2.4)

σ_0^2 est la puissance de la première perturbation. Il est adapté de façon à ce que la puissance moyenne soit égale à un.

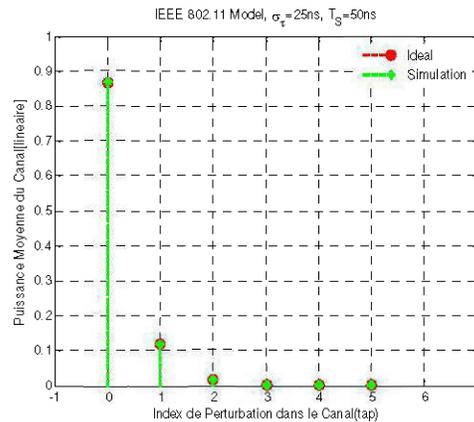
$$\sigma_0^2 = \frac{1 - e^{-PT_s/\sigma_{\tau}}}{1 - e^{-(T_{max}+1)PT_s/\sigma_{\tau}}} \quad (2.5)$$

Dans le modèle de canal de l'IEEE 802.11, la période d'échantillonnage T_s doit être au moins aussi petite que $\frac{1}{4}$. Les figures 8 (a) et (b) montrent respectivement la puissance moyenne en fonction de la perturbation du canal et la réponse fréquentielle du canal.

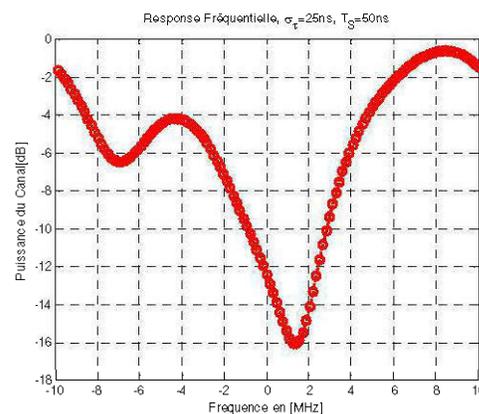
Les paramètres considérés pour obtenir les deux figures par simulation sont les suivantes :

Tableau 1 : Paramètres pour le modèle IEEE 802.11

Paramètres de simulations	
Modèle de canal	l'IEEE 802.11
Nombres de réalisations	10 000
Période d'échantillonnage	$T_s = 50 \text{ ns}$
Retard maximum	$\sigma_{\tau} = 25 \text{ ns}$



a) Puissance moyenne du canal



b) Réponse fréquentielle du canal

Figure 8 : Modèle de Canal IEEE 802.11

3.3.1.2 Le modèle de canal de Saleh et Valenzuela (S-V)

De vastes campagnes de mesure en milieu intérieur ont permis de déterminer que les retards des multi trajets peuvent y être modélés par des processus de poisson. Après avoir découvert qu'il y a plusieurs cellules, ayant chacune différents groupes de rayons, et différents profils de retard, Saleh et Valenzuela ont proposé un modèle de canal connu sous le nom de modèle S-V. La figure ci-dessous, présente le modèle avec plusieurs cellules. Chaque cellule se distingue par son groupe de rayons.

Les temps d'arrivée des cellules aussi bien que ceux d'arrivée de chaque rayon dans des cellules spécifiques suivent individuellement un processus de poisson. Par conséquent le

retard pour chaque trajet, n'est pas un multiple de la période d'échantillonnage, il est reparti arbitrairement. Si le temps d'arrivée de la cellule m , est noté T_m , la vitesse moyenne d'arrivée de ces cellules peut être modélée par un processus de poisson de moyenne Λ pour le débit moyen d'arrivée des cellules, et λ pour le débit moyen d'arrivée des rayons dans chaque cellule.

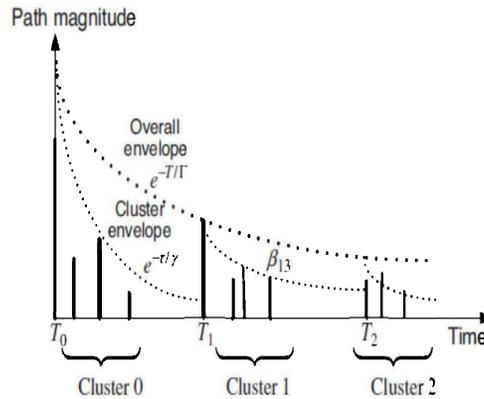


Figure 9 : Modèle de Saleh-Valenzuela

Il peut être prouvé que la distribution des temps d'arrivée inter cellule, et la distribution des temps d'arrivées inter-rayon sont donnés respectivement par les distributions suivantes :

$$f_{T_m}(T_m|T_{m-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_m - T_{m-1})], m = 1, 2 \dots \quad (2.6)$$

$$f_{\tau_{r,m}}(\tau_{r,m}|\tau_{(r-1),m}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{r,m} - \tau_{(r-1),m})], r = 1, 2 \dots \quad (2.7)$$

$\tau_{r,m}$ est le temps d'arriver du rayon « r » dans la cellule « m ».

Remarquons que dans les équations (2.6) et (2.7), le temps d'arrivée du premier rayon $\tau_{1,m}$ est considéré en même temps comme temps d'arrivé de la cellule « m » en d'autres termes $\tau_{1,m} = T_m$

soit $\beta_{r,m}$ et $\theta_{r,m}$ l'amplitude et la phase du rayon « r » dans la cellule « m ». La réponse impulsionnelle est donnée par la relation :

$$h(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{r=0}^{\infty} \beta_{r,m} e^{j\theta_{r,m}} \delta(t - T_m - \tau_{r,m}) \quad (2.7)$$

$\theta_{r,m}$ est une variable uniformément distribuée entre $[0, 2\pi]$ et $\beta_{r,m}$ une variable aléatoire indépendante qui suit la distribution Rayleigh.

$$f\beta_{r,m}(\beta_{r,m}) = (2\beta_{r,m}/\overline{\beta^2_{r,m}})e^{\beta_{r,m}/\overline{\beta^2_{r,m}}} \quad (2.8)$$

La puissance moyenne du rayon « r » dans la cellule « m » est donnée par :

$$\overline{\beta^2_{r,m}} = \beta^2_{0,0} e^{-T_m/\Gamma} e^{-\tau_{r,m}/\gamma} \quad (2.9)$$

Γ et γ sont respectivement la constante d'atténuation exponentielle de la puissance de la cellule et du rayon. $\overline{\beta^2_{0,0}}$ est la puissance moyenne du premier rayon dans la première cellule.

Nous pouvons remarquer à partir de la figure 8 que le modèle de canal S-V est un modèle exponentiel double dans lequel la puissance moyenne des cellules décroît en suivant le terme $e^{-T_m/\Gamma}$ (équation 2.9). La puissance de décroissance des rayons est suivant le terme $e^{-\tau_{r,m}/\gamma}$. À partir du moment où la puissance moyenne du premier rayon dans la première cellule $\overline{\beta^2_{0,0}}$ est connue, la puissance moyenne du reste est déduite à partir de l'équation (2.9) de bout en bout on détermine les coefficients du canal de Rayleigh défini par l'équation (2.8)

Dans le cas particulier où les pertes de propagation ne sont pas considérées, sans perte de généralité, la puissance moyenne du premier rayon dans la première cellule est fixée à un. Bien qu'il y a une infinité de cellules et rayons dans la réponse impulsionnelle de l'équation (2.7), seul un certain nombre sont considérés en pratique. Ils sont limités à un nombre M et R respectivement pour les cellules et les rayons. Pour représenter l'effet de l'évanouissement à long terme, la variable log-normale $X = 20 \log_{10}(X) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$ est introduite dans la réponse impulsionnelle ce qui donne l'équation (2.10)

$$h(t) = X \sum_{m=0}^M \sum_{r=0}^R \beta_{r,m} e^{j\theta_{r,m}} \delta(t - T_m - \tau_{r,m}) \quad (2.10)$$

Tableau 2: Paramètre de simulation pour le modèle S-V

Paramètres de simulations	
Modèle de canal	S-V
Nombres de réalisations	1000
Γ : Constance d'atténuation des cellules	7.4
γ : Constance d'atténuation des rayons	4.3
Λ : débit moyen d'arrivée des cellules	0,023
σ_x :écart-type	3 dB
λ : débit moyen d'arrivée des rayons	0,023

Les paramètres du tableau 2 ont été utilisés pour obtenir les figures 10 (a) et (b) et figure 11 (a) et (b). Les figures 10 (a) et (b) présentent respectivement la variation de la puissance en fonction de la distribution des temps d'arrivée des cellules (cluster) et la variation de la puissance en fonction la distribution des temps d'arrivée des rayons pour le modèle de canal de Saleh-Valenzuela. Le temps est exprimé en nanoseconde.

Dans les figures 11 (a) et (b) nous observons respectivement la réponse impulsionnelle du canal et la distribution de la puissance dans le canal. Le temps est exprimé également en nanoseconde.

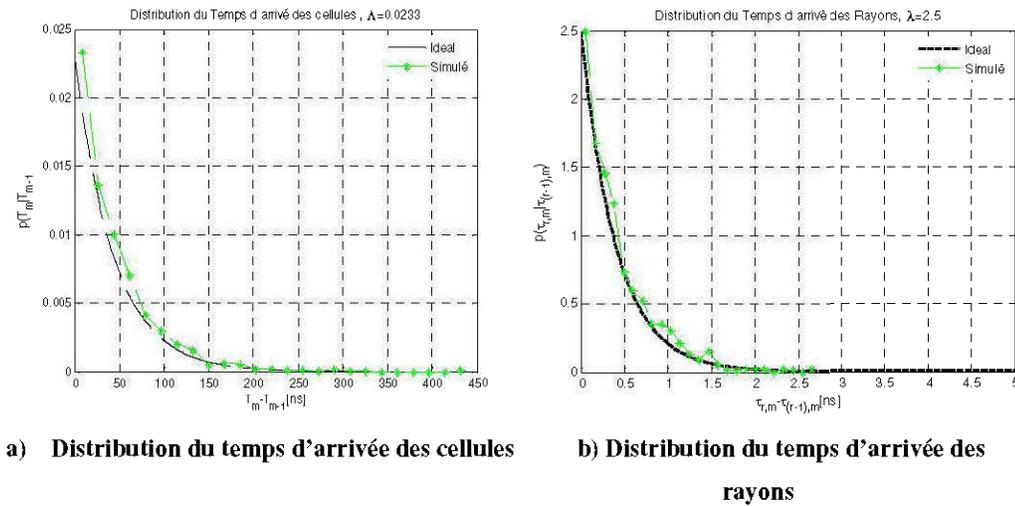


Figure 10 : Distribution des cellules et des rayons

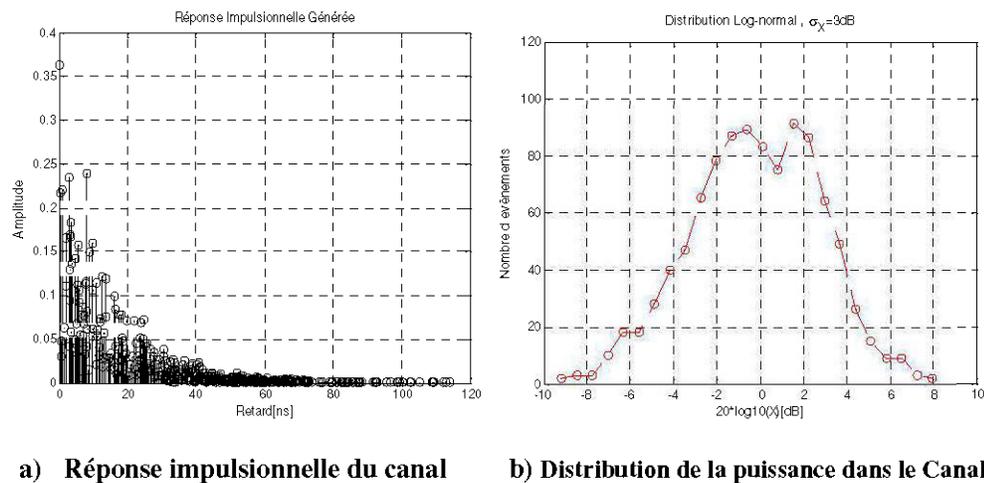


Figure 11 : Réponse impulsionnelle et distribution de puissance du canal

Ceci achève cette partie consacrée au modèle de Saleh et Valenzuela. Des améliorations récentes de ce modèle ont permis de faire son adaptation en vue de refléter les phénomènes à 60 GHz.

3.3.1.3 Le modèle Triple-SV

Grâce à des travaux menés ces dernières années et beaucoup d'effort de standards, une amélioration du modèle de canal de Saleh et Valenzuela à vue le jour. Nous présentons dans les prochains paragraphes un bref historique et les caractéristiques de ce modèle.

Les pertes de propagation à 60 GHz sont fonction de deux paramètres :

- La fréquence ;
- La distance.

Actuellement, les modèles existants décrivent uniquement les pertes en fonction de la distance à grande et petite échelles. Les pertes en fonction de la fréquence n'étant pas encore connues. Le modèle a évolué en plusieurs étapes pour parvenir à celui qui est connu aujourd'hui.

a) Pertes à grande échelle

Pour les pertes à grande échelle l'expression de base est :

$$F(d) = PL_o(d_o) + 10n \log \left(\frac{d}{d_o} \right) - S_\sigma \quad (5.5)$$

S_σ représente les pertes d'ombrage, c'est-à-dire celles causées par des obstacles plus grands que la longueur d'onde du signal transmis.

d_o est la distance de référence et d la distance à laquelle on établit un bilan des pertes totales de propagation. À cette relation a été rajoutée l'expression S_σ pour la perte d'ombrage à 60 GHz. Rappelons qu'à cette fréquence, la longueur d'onde est d'environ 5 mm, tout obstacle plus grand que cette longueur d'onde influence plus ou moins la transmission.

b) Pertes à petite échelle

La caractérisation des pertes à petite échelle a évolué en plusieurs étapes. Dans les premiers temps, le modèle utilisé était celui de Saleh et Valenzuela défini par

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} e^{j\theta_{kl}} \delta(t - T_i - \tau_{kl}) \quad (5.6)$$

- β_{kl} est le gain du rayon numéro K dans la cellule l
- θ_{kl} la phase du rayon numéro K dans la cellule l
- τ_{kl} le temps d'arrivée du rayon numéro K dans la cellule l
- T_i Le temps d'arrivée de la cellule l

Ce modèle de base fut étendu dans le domaine angulaire par les travaux d'Al et Spencer [50] et devint :

$$h(t, \theta) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} e^{j\theta_{kl}} \delta(t - T_i - \tau_{kl}) \delta(\theta - \theta_t - w_{kt}) \quad (5.7)$$

Plus récemment, L'IEEE 802.15.3c qui travaille dans le secteur des ondes millimétriques a adopté un modèle plus complet issu des travaux de Shoji-Sawada. Ce dernier a ajouté au

modèle de Saleh et Venezuela (S-V) un terme supplémentaire afin d'être à même de modéliser des comportements spécifiques à la bande de 60 GHz. En effet, le modèle SV ne tient pas compte de la modélisation du trajet direct alors que celui-ci est très important à cette fréquence. Le gain apporté par le trajet direct est considérable et apparait même en tête du phénomène du regroupement (Clustering).

Tenant compte de cette composante directe l'expression du nouveau modèle connu sous le nom de Triple-SV (TSV) est :

$$h(t, \phi, \theta) = \beta \delta(\tau, \phi, \theta) + \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \beta_{kli} e^{j\phi_{kli}} \delta(t - T_l - \tau_{kli}) \delta(\theta - \theta_t - w_{kt}) \quad (5.8)$$

β représente le gain de la composante directe son expression est :

$$\beta[\text{dB}] = 20 \log_{10} \left\{ \frac{\mu_d}{d} \left| \sqrt{G_{t1} G_{r1}} + \sqrt{G_{t2} G_{r2} \Gamma_o e^{j \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}}} \right| \right\} - PL_d(\mu_d) \quad (5.9)$$

$$PL_d(\mu_d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_o}{\lambda} \right) + A_{NLOS} + 10 n_d \log_{10} \left(\frac{d}{d_o} \right) \quad (5.10)$$

- λ : Longueur d'onde (mm)
- Γ_o : Coefficient de réflexion
- h_1 : Hauteur de l'émetteur (m)
- h_2 : Hauteur du récepteur (m)
- A_{NLOS} : Atténuation pour un environnement sans visibilité directe (dB)
- μ_d : distance moyenne (m).
- G_{t1} : Gain de l'antenne d'émission pour le trajet 1 (dB)
- G_{t2} : Gain de l'antenne d'émission pour le trajet 2 (dB)
- G_{r1} : Gain de l'antenne de réception pour le trajet 1 (dB)
- G_{r2} : Gain de l'antenne de réception pour le trajet 2 (dB)

Le modèle utilisé pour les deux trajets (1 et 2) est le modèle « Two Ray ».

Ce modèle Triple-SV a été testé et validé dans plusieurs types d'environnements intérieurs.

La liste exhaustive est dans le tableau ci-dessous.

Tableau 3 : Environnements et modèles de canal

Model de canal	Environnement
CM1	Résidentielle LOS TSV & SV
CM2	Résidentielle NLOS TSV & SV
CM3	Office LOS TSV
CM4	Office NLOS TSV
CM5	Bibliothèque LOS SV
CM6	Bibliothèque NLOS SV
CM7	Bureau LOS TSV & SV
CM8	Bureau NLOS SV
CM9	Kiosque LOS TSV

La représentation graphique de la réponse impulsionnelle en fonction du temps d'arrivée (ToA) et de l'angle d'arrivée (AoA) du modèle TSV est celle de la figure ci-dessous.

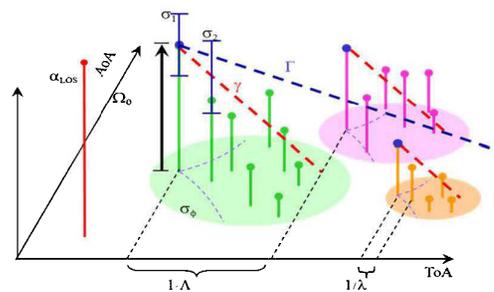


Figure tirée de [44]

Figure 12 : Réponse impulsionnelle du canal

- $1/\lambda$: Taux d'arrivée des rayons
- $\frac{1}{\lambda}$: Taux d'arrivée des cellules
- Γ : Facteur de décroissance des cellules
- σ_θ : Étalement angulaire des rayons dans une cellule (Radians)
- σ_1 : La variance log normal d'une cellule
- σ_2 : La variance log normal d'un rayon

Nous achevons par ce modèle Triple-SV la présentation des canaux internes.

3.3.2 Modèle de canal externe

Les canaux externes sont caractérisés typiquement par la variation du gain du canal avec le temps. Celui-ci est sujet de variation de la vitesse du terminal mobile. En fonction de la vitesse du mobile, la variation temporelle du gain est gouvernée par le spectre de Doppler, qui détermine la corrélation temporelle dans le gain du canal. Nous présentons dans cette partie quelques modèles de canaux pour terminal mobile.

a) Le Modèle à Bruit Gaussien blanc Filtré

Le modèle de canal externe est la plupart du temps caractérisé par le spectre de Doppler qui gouverne la variation temporelle du gain du canal. Différents types de spectre de Doppler peuvent être réalisés par un modèle filtré de bruit blanc gaussien (Filtered white Gaussian noise (FWGN)). C'est l'un des modèles les plus populaires de canal externe. Le modèle de Clarke/ Gans est un cas particulier de FWGN qui peut être modifié en plusieurs autres modèles très variés. Le paramètre principal de cette variété est la façon dont le filtre de Doppler est implémenté dans le domaine temporel ou fréquentiel.

Le modèle Clarke / Gans a été conçu en considérant comme hypothèse que les composantes de diffusion autour d'une station mobile sont distribuées uniformément avec la même puissance pour chaque composante. Pour une fréquence de Doppler $f_m = 100\text{Hz}$ et une période d'échantillonnage de $T_s = 50 \mu\text{s}$, nous présentons dans la figure ci-dessous les caractéristiques dans le domaine temporel d'un canal non sélectif en fréquence. En observant les résultats, on remarque que le gain du canal varie dans le temps en suivant la distribution de Rayleigh pour son amplitude et une phase uniformément distribuée. À mesure que la fréquence de Doppler augmente, la variation de l'amplitude du canal devient de plus en plus prononcée, ce qui démontre clairement un évanouissement rapide du signal (Fast Fading).

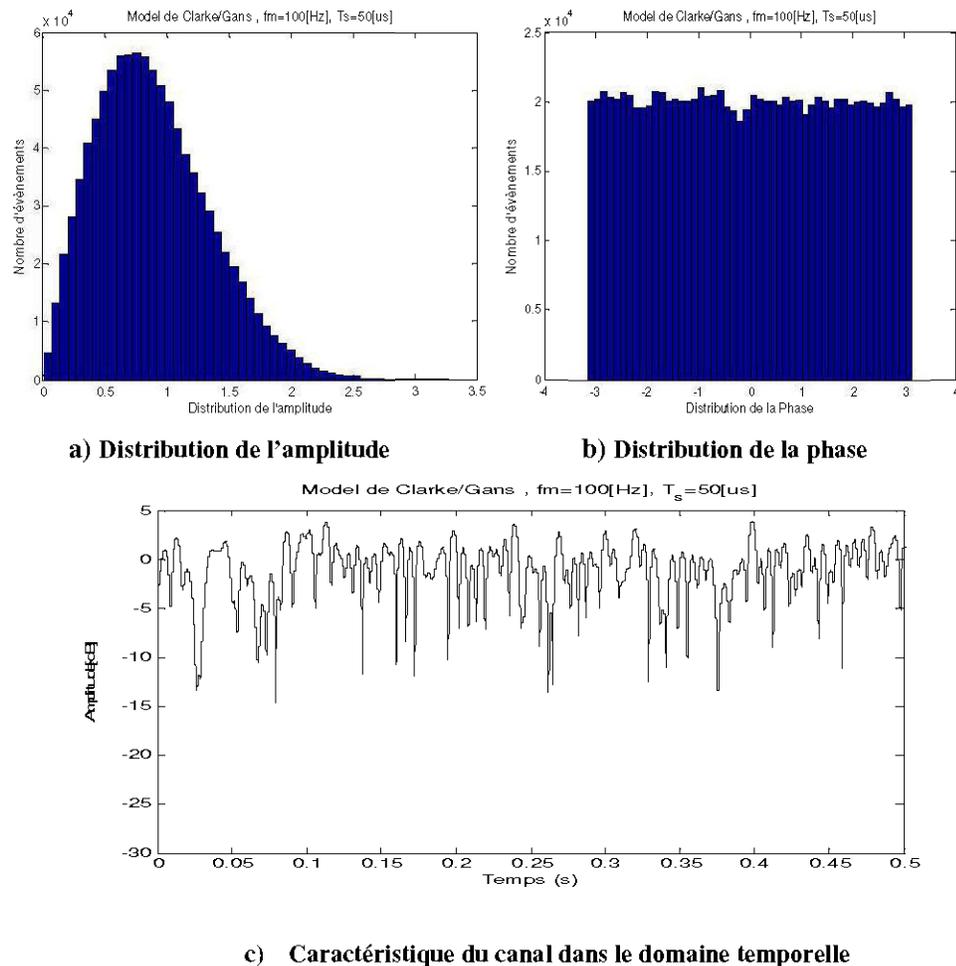


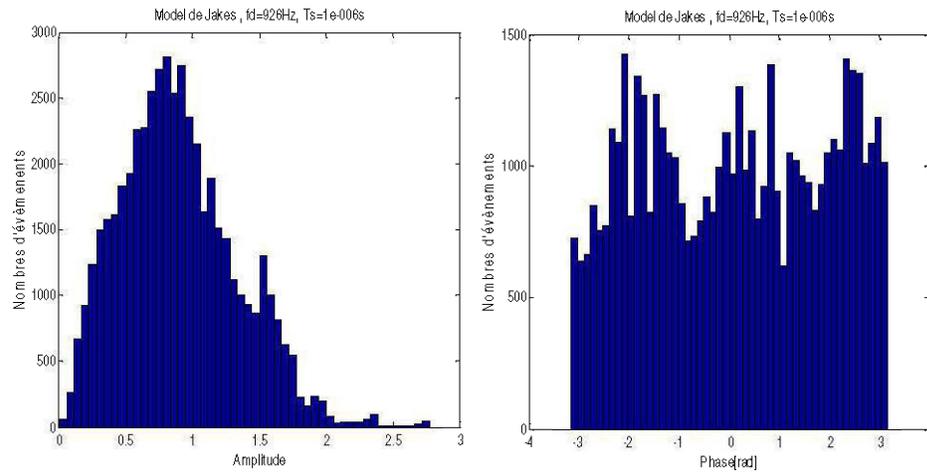
Figure 13 : Modèle de canal de Clark/Gans

b) Le Modèle de canal externe de Jake

C'est un modèle qui a été initialement développé pour des simulations des parties physiques d'un système, aujourd'hui il est utilisé pour modéliser même les aspects logiciels.

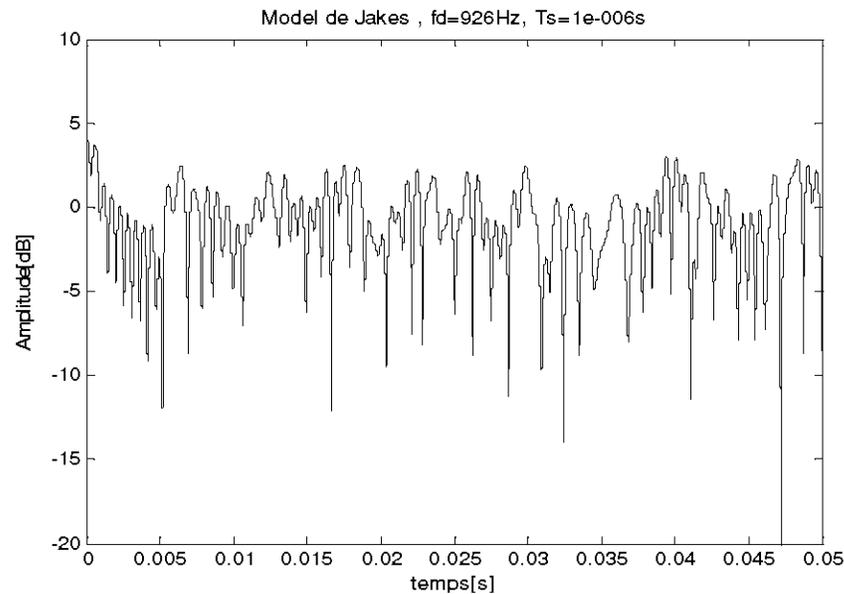
Dans le modèle, on considère l'hypothèse selon laquelle les rayons des composants dispersés arrivent dans des directions uniformes approchées par N plans d'ondes.

Un canal de Rayleigh sujet à un spectre de Doppler bien spécifique peut être généré en synthétisant des sinusoïdes complexes. Le nombre des sinusoïdes décalées par effet Doppler, doit être assez grand pour approximer l'amplitude du canal par une distribution de Rayleigh. Un nombre de 8 sinusoïdes est généralement assez grand. Ci-dessous, nous représentons les caractéristiques dans le domaine temporel du modèle de canal externe de Jake.



a) Distribution de l'amplitude

b) Distribution de la phase



c) Caractéristique du canal de Jake dans le domaine temporel

Figure 14 : Modèle de canal de Jake.

Nous achevons cette section par ce modèle de canal externe de Jake. Il existe bien évidemment plusieurs autres types de modèles, nous avons présenté ceux qui nous semblent les plus pertinents. Dans la suite, nous mettons un accent particulier sur la bande de fréquence prometteuse et d'actualité de 60 GHz. Nous présentons en détail la réglementation et les efforts de standard pour cette bande.

La croissance rapide des applications gourmandes en ressources, et la qualité de service fait de sorte que les débits ou les largeurs de bande ne sont jamais suffisantes en

télécommunications. Les équipements radio à 60 GHz sont introduits en tant que candidats les plus prometteurs pour les systèmes de communication intérieure (indoor) sans fil multi gigabit [8]. Un des facteurs intéressants à 60 GHz est la largeur de bande énorme (jusqu'à 7 GHz), sans licence et disponible pour tous. Elle est comparable à celle attribuée sans licence pour l'ultra large bande (UWB) [9]. La largeur de bande à 60 GHz est continue et moins restreinte en matière des limites de puissance. C'est l'une des plus grandes largeurs de bande jamais assignées dans l'histoire. Elle offre un potentiel élevé du point de vue de la capacité et la flexibilité, ce qui rend la technologie de 60 GHz particulièrement attrayante et requise pour des applications Gbits.

La réglementation à 60 GHz permet une puissance de transmission beaucoup plus haute que celle des réseaux locaux (WLANs) et personnels (WPANs) sans fil existants. En fait, une plus haute puissance de transmission est nécessaire pour surmonter l'énorme perte de trajet à 60 GHz. Ces pertes de propagation sont considérées dans une certaine mesure comme un point positif, car elles favorisent la réutilisation de fréquence, la sécurité des communications. La dimension millimétrique de la longueur d'onde à 60 GHz favorise l'utilisation de multiples solutions d'antennes, qui sont difficiles, si non impossibles, à des fréquences plus basses. Une étude comparative entre les systèmes de 60 GHz et ceux à 5 GHz montre que le facteur de forme des systèmes millimétriques est approximativement 140 fois plus petit et peut être aisément intégré dans les produits électroniques du consommateur. Des fréquences plus élevées encore mènent à de plus petites tailles d'antennes. À 60 GHz non seulement les antennes sont très petites, mais également directionnelles à gain très élevé, ce qui est fortement désiré. L'un des soucis est cependant le coût lié au « front end » des émetteurs radio fréquence.

Les applications internes envisageables à 60 GHz sont:

- Le remplacement du câble ou haute définition non compressée (HD) ;
- Le streaming vidéo avec qualité comparable à celle qui est filaire ;
- Transfert de fichiers gigabits ;
- Une station d'accueil sans fil permettant aux périphériques multiples (y compris les moniteurs externes) d'être connecté sans fil ;
- L'Ethernet Gigabit sans fil bidirectionnelle ;
- Jeux sans fil avec haute une performance et faible latence.

Toutes ces applications ont été discutées dans divers standards et industries. Le « streaming » vidéo non compressé est l'une des applications les plus attrayantes ainsi que

tous les produits attachés basés sur la haute définition sans fil. Ils sont disponibles sur le marché et utilisés par le grand public.

L'utilisation de zones spectrales sensiblement identiques à travers le monde est prévue pour la bande alentour de 60 GHz.

Malgré les divers avantages offerts par la bande de 60 GHz, les communications souffrent néanmoins d'un certain nombre de problèmes critiques qui doivent être résolus. Plusieurs efforts ont été fournis pour la réglementation et standardisation de la bande de 60 GHz. Par les régulateurs des pays tels que les États-Unis, le Canada, le Japon, l'Australie. Ceux-ci ont spécifié des bandes de fréquences et réglementation d'utilisation de ladite bande. Ailleurs comme en Corée et l'Europe, d'intenses efforts sont fournis actuellement dans le même sens.



3.4 Réglementation pour la bande de 60 GHz

Nous présentons ici le statut courant de la régulation à l'échelle mondiale et les efforts de standards déployés pour la bande de 60 GHz.

3.4.1 Amérique du Nord

En 2001, la FCC (Fédérale Communication Commission) a attribué 7 GHz dans la bande 54-66 GHz pour l'utilisation sans licence. La limitation de puissance permise est de $9\mu\text{w}/\text{cm}^2$ de puissance moyenne à trois mètres, et la densité de puissance maximale $18\mu\text{w}/\text{cm}^2$ à trois mètres, à partir de la source de rayonnement. Ces valeurs donnent en moyenne une PIRE de 40 dBm et 43 dBm maximum respectivement. La FCC a également précisé une puissance maximum d'émission de 500 mW pour une bande passante supérieure à 100 MHz. Les équipements doivent de ce fait se conformer aux exigences de la puissance d'émission maximale limitée à 10 dBm aux États-Unis et au Canada. La réglementation est la même au Canada vu que l'Industries Canada Spectrum Management and Télécommunications (IC-SMT) travaille en harmonie avec les États unis.

3.4.2 Europe

Bien que dans certains pays la réglementation et l'allocation de fréquence autour de 60 GHz est déjà effective (Le Japon, l'Australie, les États-Unis et le Canada), d'autres par contre à l'instar de la Coré et le continent Européen fournissent actuellement assez d'efforts pour y parvenir. L'ETSI (European Telecommunication Standards Institute) et le CEPT

(European Conference of Postal Telecommunication Administration) ont beaucoup travaillé pour établir un cadre juridique propice au déploiement sans licence des équipements à 60 GHz. La bande 59 à 66 GHz a été allouée spécialement pour des services mobiles sans qu'une décision concrète ait été prise quant à la réglementation. La Recommandation T / R 22-03 du CEPT avait attribuée provisoirement puis retiré plus tard la bande de 54.25 à 66 GHz pour les systèmes terrestres et mobiles. En 2004, le comité Européen des radiocommunications (CER) a examiné l'utilisation de la bande 57-59 GHz pour les services fixes sans planification des fréquences.

Le Comité des communications électroniques (CCE) de la CEPT recommanda l'utilisation dans la bande 64-66 GHz des équipements point à point pour les services fixes.

L'ETSI quant à lui a proposé une réglementation pour les applications WPAN à 60 GHz. Selon cette proposition, 9 GHz du spectre sans licence est attribué pour le fonctionnement à 60 GHz. Cette bande est l'union des bandes actuellement approuvées entre les pays. En outre, un spectre minimum de 500 MHz est nécessaire pour le signal transmis avec un maximum de puissance isotrope émise effective (PIRE) de 57 dBm.

Aucune spécification n'avait été donnée pour la puissance d'émission maximale et le gain d'antenne maximal. En octobre 2009, la CEPT a recommandé une PIRE maximale de 25 dBm et un maximum spectral de puissance de -2dBm/MHZ pour les applications extérieures. Cependant, une installation fixe à l'extérieur n'est pas autorisée. Pour les applications intérieures, un maximum de PIRE de 40 dBm avec une densité spectrale de puissance maximale de 13 dBm/MHz. Il est difficile de savoir à quel moment la version finale du règlement sera disponible, la tendance actuelle semble favoriser le déploiement de la technologie de 60 GHz.

3.4.3 Corée

Pour cette partie du globe c'est en juin 2005, que le groupe d'études des ondes millimétriques (MFSG) a été formé sous les auspices de l'Association coréenne de promotion radio.

Le MFSG a recommandé un spectre de 7 GHz sans licence (57-64 GHz) sans limitation de types d'applications à utiliser. Pour les applications intérieures, l'émission est maximale. La puissance est de 10 dBm, de même qu'au Japon et en Australie, tandis que le gain maximal autorisé de l'antenne est de 17 dBi. Pour les applications extérieures, la puissance transmise est limitée à -20dBm et 10 dBm pour les bandes de fréquences 57 à 58 GHz et de 58 à 64 GHz, respectivement, tandis que le gain d'antenne maximal est de 47 dBi. N'importe quel

dispositif utilisant des fréquences dans la bande allant de 57 à 64 GHz transmet son code d'identification en une seconde d'intervalle pour permettre à d'autres appareils de le détecter entièrement. Cette technique protège également contre des problèmes liés aux dysfonctionnements d'un équipement dans un ensemble. Les systèmes fixes point à point sont évidemment exclus.

3.4.4 Japon

C'est en 2000 que le ministère de la Gestion Publique des affaires intérieures, des Postes et Télécommunication (MPHPT), a publié au Japon les règlements sur l'utilisation libre de la bande 59-66 GHz. La tranche 54.25-59 GHz est attribuée avec license. La puissance maximale pour l'utilisation libre est limitée à 10 dBm et le gain d'antenne maximale est de 47 dBi. Contrairement à l'Amérique du Nord, la réglementation Japonaise précise que la bande maximale ne doit pas dépasser 2.5 GHz. Par contre, il n'y a pas de cahier de charge en ce qui concerne l'exposition au rayonnement de l'exigence d'identification de l'émetteur.

3.4.5 L'Australie

Sous l'impulsion de la réglementation au Japon et en Amérique du Nord, l'autorité des médias et de la communication de l'Australie (ACMA) a pris des mesures similaires pour réglementer la bande de 60 GHz en 2005. Toutefois, seulement 3,5 GHz de bande passante (59.4 à 62.9 GHz) sont attribués pour une utilisation sans licence. La puissance d'émission moyenne et maximale de PIRE est limitée à 10 dBm et 57 dBm respectivement. Les émetteurs de communication de données qui opèrent dans cette bande de fréquence sont aussi limités aux déploiements terrestres et maritimes.

Tableau 4 : plan des fréquences et limitation de puissance transmise

Région	Bande Passante (GHz)	Puissance rayonnée	PIRE (dBm)	Gain maximum de l'antenne (dBi)
Amérique/Canada	7.0	500 mW max	40-43 dBm	33.0 (max) Si Tx=10dBm
Japon	7.0 max(2.5)	10 mW max		47.0
Corée	7.0	10 mW max		17.0
Australie	3.5	10 mW max		41.8
Europe	9.0	20 mW max		30.0

Le tableau 4 présente un récapitulatif d'attributions de fréquences ainsi que les caractéristiques principales des réglementations dans chacun des pays que nous avons énumérés.

3.5 Les industries et la bande de 60 GHz

Les industries s'intéressent beaucoup à la bande de 60 GHz et beaucoup d'efforts ont été menés par elles dans le but de fournir des standards. Le premier standard industriel qui couvre la bande de 60 GHz est l'IEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.16 pour les réseaux locaux et métropolitains. C'est une bande exploitée avec licence, il faut le préciser. Elle est utilisée pour les communications extérieures en ligne de vue pour l'interconnexion aux derniers kilomètres. Au Japon deux standards relatifs à la bande de 60 GHz ont été émis par l'ARIB (Association of Radio Industries and Business) ce sont : L'ARIB-STD T69 et L'ARIB-STD T74. Le premier est le standard des équipements radio transmettant de la vidéo en ondes millimétriques. Ceux-ci ont une faible puissance de transmission et sont des systèmes point à point. Le second est le standard des applications WLAN très haut débit pour stations radio à faible puissance d'émission, des systèmes points à multipoints. Les deux standards couvrent la bande s'étendant de 59-66 GHz définis au Japon.

L'intérêt pour 60 GHz est continuellement croissant avec notamment la formation de multiples groupes de standards en rapport avec les ondes millimétriques et les alliances d'industries. En mars 2005, le 802.15.3c Task Group (TG3c) fut formé, son objectif était de développer une couche physique alternative adaptée aux ondes millimétriques. Celle-ci devait se baser sur l'existante de WPAN. En août 2006 l'ECMA TC-48 commença à fournir des efforts en vue de standardiser le contrôle d'accès au média, ainsi que la couche physique pour les communications haut débit de courtes portées. Ceci en utilisant la bande de 60 GHz. En octobre 2006, le consortium de la haute définition sans fil fut annoncé, avec un cercle d'entreprises consommatrices d'électroniques. Ils délivrèrent des spécifications pour le haut débit, l'audio-vidéo de haute qualité non compressé à 60 GHz. Dans les développements plus récents, la Wireless Gigabit Alliance (WiGig) formée en mai 2009 a établi des spécifications unifiées pour les technologies sans fil à 60 GHz. L'objectif global est de faciliter l'interopérabilité entre produits issus de divers champs d'applications.

3.5.1 L'alliance Gigabit sans fil

Elle fut formée en mai 2009 grâce au support de plusieurs industries consommatrices de produits électroniques, d'ordinateurs, de semi-conducteur. Le but principal de cette alliance était d'établir des spécifications unifiées pour les technologies sans fil à 60 GHz. Ces spécifications ont été communiquées en mai 2010.

3.5.2 La haute définition sans fil

Ce consortium a développé la version 1.0 de haute définition sans fil, qu'elle a communiquée en janvier 2008. Elle utilise de L'OFDM, avec faible quantité des modes et beaucoup de similitudes dans la version AV OFDM PHY que nous évoquerons plus loin lorsque nous parlerons des efforts de L'IEEE 802.15.3c. En effet les deux partagent le même plan de fréquence, la même bande de base et les mêmes paramètres généraux.

3.5.3 L'ECMA 387

ECMA TC48 a développé les spécifications de l'ECMA 387 relative à la couche physique (PHY), la couche d'accès au média (MAC) et le HDMI PAL pour le haut débit à courte portée. Le tout pour les communications sans fil sans licence. La première édition du ECMA 397 fut ratifiée en décembre 2008 et par la suite soumise à l'ISO/IEC JTC. Trois types d'équipements (A, B, C) sont spécifiés en fonction de leur complexité et la consommation énergétique. Les équipements de types A sont les plus complexes et sont gourmands en énergie. Ils sont destinés à la fourniture des données et vidéos même en non-visibilité de vue. Ceux de types B sont de complexité et consommation énergétique plus modérées. Ils sont destinés à la fourniture des données et vidéos en visibilité de vue. En fin, ceux de types C sont les moins complexes. Ils ont la plus faible consommation en termes d'énergie et sont utilisés pour offrir des données sur une portée très courte (moins d'un mètre). Dans le but de permettre la coexistence entre ces différents équipements ceux-ci doivent supporter un certain nombre de modes que nous retrouvons résumés dans le tableau ci-dessous.

Tableau 5 : Synoptique des types de modes par équipements de l'ECMA

	Type A	Type B	Type C
Modes mandatés	SCBT, DBPSK, OOK	DBPSK, OOK	OOK
Modes optionnels	25.3 Mbps-5.1 Gbps OFDM,DPSK,4ASK	31.5Mbps- 5.67Gbps. DQPSK, Dual-AMI, 4ASK	0.95-3.8Gbps, 4ASK
Type de codage	Reed Solomon et code de convolution	Reed Solomon	Reed Solomon
Transmission	DBPSK, OOK, 4ASK	Dual-AMI, OOK, 4ASK	OOK/4ASK

3.5.4 L'IEEE 802.15.3.C

La couche alternative de l'IEEE 802.15.3c, vise le support d'un minimum de données de 2Gbps, sur une portée de quelques mètres. Elle offre un débit de données au-delà de trois Gbps. C'est le premier standard s'adressant aux systèmes multi gigabits sans fil de faible portée. Le standard IEEE 802.15.3c a été ratifié en septembre 2009. Trois interfaces physiques sont définies dans les spécifications. Ce sont la couche physique à une seule porteuse (Single carrier PHY : SC PHY), l'interface haute vitesse utilisant l'OFDM (High Speed Interface Orthogonal Frequency Division Multiplexing : HSI OFDM PHY), l'interface audio vidéo OFDM (AV OFDM PHY). Chaque interface à un avantage bien spécifique pour les applications. L'interface à une seule porteuse est conçue pour supporter les équipements mobiles de faible coût et faible puissance. Celui d'accès haute vitesse est utilisé pour les transmissions de données bidirectionnelles à faible latence. Enfin celui audio-vidéo OFDM est optimisé pour les applications spécifiques à l'audio et la vidéo. Pour que ces différentes interfaces puissent coexister, un mode commun de signalisation est défini (Commun Mode Signaling : CMS). Nous résumons les caractéristiques dans le tableau 6.

Tableau 6 : Synoptique des modes de l'interface Physique pour le Standard de L'IEEE 802.15.3c

Caractéristiques	SC-FDE	HSI OFDM	AV OFDM
Constellation	BPSK,(G)MSK,QPSK,8PSK,16QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM

Débits	25.3 Mbps-5.1 Mbps	31-5.67 Mbps	0.95-3.8 Gbps
Type de codage	Reed Solomon	LPDC	Reed Solomon et code conventionnel
Bande passante occupée	1.782 GHz	1.782 GHz	1.76 GHz(HRP) 92 MHz (LRP)

La norme 802.15.3c spécifie une protection d'erreur inégale sur l'interface physique entre le bit le plus significatif et celui le moins significatif. Ceci est effectué grâce au code différentiel et choix de constellation approprié. Dans la couche MAC la protection est plus poussée pour un groupe de trames. Dans ce cas, des modulations ou codages différents sont utilisés pour y parvenir.

3.5.5 L'IEEE 802.11.ad

Elle fut formée en janvier 2009 comme amendement à l'IEEE 802.11-2007 existant. L'amendement spécifie des modifications standardisées pour l'interface physique et la couche MAC en vue de permettre une entrée haut débit opérante dans la bande de 60 GHz. Il y est spécifié pour la couche MAC un maximum d'au moins un Gbps, tandis qu'on maintient l'architecture réseau des systèmes de la norme 802.11. La compatibilité avec la 802.11 est également planifiée dans les spécifications. On retrouve aussi une spécification sur le mécanisme d'ouverture de session rapide entre systèmes des bandes 2.4/5GHz et ceux de 60 GHz. La coexistence avec d'autres systèmes doit être préservée aussi. Des travaux sont en court actuellement pour achever l'IEEE 802.11.ad d'ici 2012.

3.6 Conclusion

Nous achevons ce chapitre dans lequel nous avons présenté plusieurs modèles de canaux, internes et externes. Nous avons mis en relief la bande de 60 GHz, la réglementation dans chaque continent et les efforts de standards par les industries. Nous avons constaté l'énorme potentiel offert comme bande passante. Le chapitre suivant est une présentation détaillée de notre approche en vue d'apporter d'une solution à l'un des problèmes évoqués dans le chapitre qui s'achève : Le multi trajet. Nous verrons en détail toute la chaine de transmission OFDM et comment adapter le préfixe cyclique pour améliorer les performances du système.

CHAPITRE 4

TECHNIQUES ET APPROCHE

4.1 Introduction

Nous savons que les performances d'un système sans fil sont gouvernées par son environnement. Ainsi une transmission sans fil à la différence de celle filaire statique et prévisible, a un comportement imprévisible, variant et dynamique. Ce qui rend l'analyse d'un système de communication de ce type difficile. À cause de la croissance rapide des services de communication sans fil les dernières années, l'optimisation des systèmes qui les exploitent est devenue une vraie nécessité. La compréhension du comportement du canal et la performance des systèmes de communications dans celui-ci s'avèrent une fondation nécessaire au développement de technologies à hautes performances, et efficacité spectrale.

Nous avons révélé dans le chapitre précédent les différents phénomènes qui caractérisent le milieu sans fil. Parmi ceux-ci, nous avons évoqué le multi trajet. Le chapitre que nous abordons est consacré à la technique utilisée et notre approche pour évaluer le retard maximal du canal afin d'affecter la bonne taille de préfixe. Nous présentons de façon pratique une chaîne de transmission OFDM dans laquelle l'intervalle de garde est le préfixe cyclique. Il sera utilisé pour combattre le phénomène du multi trajet. La chaîne de transmission est conçue dans un premier temps selon la norme IEEE 802.11 (WIFI) pour les fréquences 2.4 et 5 GHz, puis pour le cas concret de 60 GHz. La norme concernée est celle de l'IEEE 802.15.3c comme nous le verrons.

4.2 Fonctionnement de l'OFDM

Il y a eu beaucoup de débats au niveau des industries concernant le bénéfice entre les différentes techniques TDMA (Time Division Multiple Access), CDMA (Code Division Multiple Access) et OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Plusieurs fois l'une ou l'autre des techniques a été positionnée comme ayant des avantages fondamentaux sur les autres. Dans les années 1980, deux candidats existaient pour l'accès radio, il s'agissait notamment du TDMA et du CDMA. Les standards adoptèrent à cette époque-là le TDMA pour les systèmes de communication mobile de deuxième génération (2G). Lorsque la question fut de nouveau mise sur la table pour les systèmes mobiles de troisième génération (3G) vers les années 1990, deux candidats étaient sur la ligne de départ : le CDMA et

l'OFDM. Le CDMA fut adopté comme standard. À partir de cette époque, l'OFDM était déjà prédite conformément au train de l'histoire d'être la technique phare pour les standards de quatrième génération.

Chacune de ces techniques que nous venons de citer lorsqu'elle est bien optimisée s'adapte tout à fait au besoin et est à la hauteur des autres, il devient donc difficile de choisir une technique appropriée. Le choix se fait donc selon certains critères et en fonction des applications prévues du système de communication. À titre d'exemple, nous pouvons citer l'industrie du cellulaire qui malgré l'évolution de la capacité du TDMA a choisi plutôt le CDMA pour ces réseaux 3G dans les années 1990 parce qu'elle répondait mieux au besoin.

Une question pourrait se poser, celle de savoir si l'OFDM possède un avantage sur le CDMA, la réponse est non pour les réseaux de moins de 10 MHz de bande passante. L'avantage fondamental de l'OFDM est qu'il fournit un faible débit par porteuse individuelle, est pratique en cas d'interférences entre symboles et simplifie grandement l'égalisation dans le canal. Ainsi le système OFDM peut atteindre une efficacité spectrale, légèrement supérieure au CDMA. Toutefois, les architectures avancées pour récepteurs y compris les approches pratiques sont en œuvre pour mettre les systèmes CDMA sur le pas de l'OFDM.

Parmi donc les critères qui ont guidé notre de choix nous pouvons énumérer :

- La simplicité et le faible coût de mise en œuvre.
- L'efficacité dans un canal multi trajet.
- L'exploitation optimale de la bande passante.
- L'adaptabilité à l'environnement intérieur où le canal est quasi stationnaire.

Rappelons que l'OFDM possède un net avantage sur la technique de modulation monoporteuse [cf.42]. Pour une modulation mono-porteuse en respectant le critère de Nyquist pour avoir un débit de R_s il faut une bande minimale $R_s/2$ [Hz]. Ainsi on gaspille énormément de bande passante pour avoir du haut débit. Ce qui n'est pas le cas dans la transmission multi-porteuse. Un autre point est celui de l'égalisation qui est très complexe en réception pour la transmission mono-porteuse. Comme technique de modulation multi porteuse, le multiplexage orthogonal par division fréquentielle (OFDM) est très approprié pour l'amointrissement des phénomènes tel que le multi trajet et l'utilisation optimale de la bande passante. Ses avantages les plus connus sont :

- La simplicité d'utilisation, car exploite les transformées et transformées inverses de Fourier rapide (IFFT et FFT) pour répartir l'information entre un nombre important de sous porteuses orthogonales aussi proche que possible les uns des autres
- favorise une exploitation optimale de la bande passante disponible et une haute efficacité spectrale.
- Grande résistance à la sélectivité fréquentielle ;
- Pratique en cas de multi trajet (CP, Pilotes).

La technique n'est pas parfaite et possède comme toutes les autres des inconvénients :

- La sensibilité aux erreurs de synchronisation causée par le mouvement du récepteur ou des perturbations dans le canal.
- Le rapport puissance maximale et puissance moyenne du signal : PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé.

Généralement en vue de transmettre un haut débit, des symboles de courte période doivent être utilisés. La période du symbole est l'inverse du débit des données en bande de bases. La relation est $T = 1/R$, (T est en secondes et R en Bits/s). Nous pouvons remarquer par cette relation que l'augmentation du débit entraîne automatiquement une diminution de la période T .

Dans un environnement multi trajet, la probabilité d'interférence inter symbole est très grande. L'une des causes est l'arrivée de versions retardées du symbole. Plus explicitement, supposons qu'une version retardée du symbole $k - 1$ arrive pendant le traitement du symbole k cela produit l'interférence entre les deux symboles. Pour résoudre ce problème, la solution existante est l'introduction d'un intervalle de garde, nous présenterons cela dans le chapitre. Notre choix étant celui de l'OFDM parlons de son principe de fonctionnement.

4.2.1 Principe de fonctionnement de L'OFDM

L'OFDM est une technique de modulation dans laquelle des porteuses à faible débit sont combinées par l'émetteur en vue de transmettre un signal résultant haut débit. Implémenter un schéma de transmission multi porteuses en utilisant une accumulation de modulateur parallèle n'est pas vraiment efficace pour un traitement analogique, mais dans le domaine numérique la modulation multi porteuse est facilement implémentée grâce aux systèmes de traitement numérique. Cette technique après l'implémentation offre une grande flexibilité du point de vue du paramétrage et l'adaptabilité aux changements de l'environnement. Dans l'OFDM chaque sous-porteuse est une sinusoïde ayant une fréquence multiple entière de la

fréquence de la sinusoïde fondamentale. Ainsi chaque sous-porteuse est comme une composante dans une série de Fourier du signal total. Ces sous-porteuses satisfont au critère d'orthogonalité entre sinusoïdes. Une notion importante à rappeler est que deux signaux périodiques sont orthogonaux lorsque l'intégrale de leur produit sur une période T est égale à zéro. Soit donc

$$\int_0^T \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) * \cos\left(\frac{2\pi km}{N}\right) = 0 \quad (m \neq n) \quad \text{Pour les temps continus} \quad (4.1)$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) * \cos\left(\frac{2\pi km}{N}\right) = 0 \quad (m \neq n) \quad \text{Pour les temps discrets.} \quad (4.2)$$

Chaque sous porteuse à un nombre entier de cycles dans la période fondamentale et leur bande passante se chevauche sans qu'il y ait interférence entre porteuses. Les sous-porteuses transporteront un bas débit chacune telle que souligné plus haut et possèdent une longue durée de symbole. Ceci élimine les interférences. Un bon paramétrage de la technique rend donc le canal radio mobile quasi non sélectif en fréquence et non dispersif en temps. En ajoutant des intervalles de gardes entre données utiles, l'effet du multi trajet est grandement atténué et l'orthogonalité maintenue au niveau du récepteur.

Une étude comparative des applications multimédias grande vitesse montre que l'OFDM passe en tête à cause de son coût inférieur de service tout en fournissant bien plus de performances que les autres individuellement.

L'expression mathématique d'un symbole OFDM composé de N sous porteuses sur une période T_{eff} (en secondes) est

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T_{\text{eff}}}} \sum_0^{K-1} M_k e^{j2\pi kt/T}, 0 \leq t \leq T_{\text{eff}} \quad (4.3)$$

M_k est le $K^{\text{ième}}$ symbole complexe. On obtient la représentation suivante pour $K = 5$

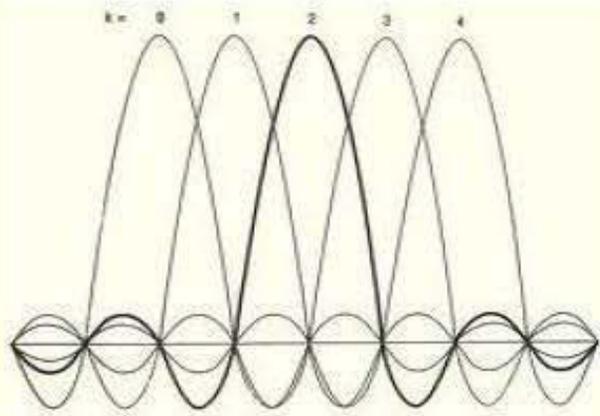


Figure 15: Portuses orthogonales

En terminant cette partie, soulignons que dans une chaîne de transmission OFDM la démodulation en réception doit être synchronisée entre le début et la fin de la période du symbole transmis, si ce n'est pas le cas, on a des interférences entre symboles. Les perturbations du canal entraînent généralement une perte d'orthogonalité entre portuses et conduisent à des interférences entre portuses (ICI : Inter Carrier Interférence), ou des interférences entre symboles (ISI : Inter Symbol Interférence). Une solution à ce problème est l'introduction d'intervalles de gardes à chaque symbole OFDM.

4.2.2 Intervalles de gardes

Les intervalles de gardes sont nécessaires pour l'orthogonalité entre les portuses lorsque le canal introduit des multi trajets au signal. Ceux-ci permettent de créer une zone « tampon » dans laquelle seront accumulées les versions retardées susceptibles de produire des interférences. Plusieurs techniques différentes existent pour l'introduction des intervalles de gardes dans OFDM. Il s'agit soit de remplir l'espace de garde entre deux symboles consécutifs par des zéros (technique utilisé pour certaines transmissions UWB), soit d'introduire une extension cyclique du symbole OFDM.

Une étude des deux méthodes [cf.42], nous montre que l'extension cyclique peut être introduite de deux façons différentes. L'une est nommée préfixe cyclique et l'autre suffixe cyclique.

4.2.2.1 Remplissage par des zéros

C'est une méthode qui consiste à insérer dans l'intervalle de garde des zéros à la place du préfixe et suffixe cyclique. Cette approche est utilisée dans le système Ultra Wide Band

(UWB). Lorsque l'intervalle de garde est rempli par des zéros, la longueur du symbole OFDM est plus courte que dans les cas d'attribution de préfixe cyclique et suffixe cycliques. Aussi la longueur de la fenêtre rectangulaire de transmission est plus courte que pour le cas contenant les préfixes et suffixes cycliques, on aboutit à un spectre correspondant plus large.

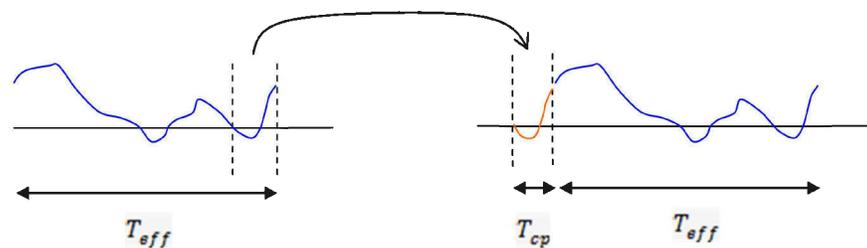
Le débit est de $\frac{T_{eff}}{T_{Total}} = T_{eff}/(T_{eff} + T_{cp})$ à cause de l'intervalle de garde.

T_{Total} est la durée du symbole OFDM ajouté de l'intervalle de garde.

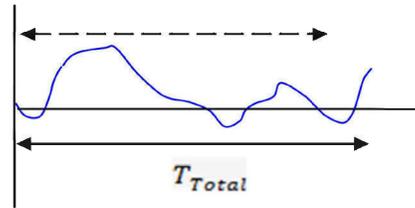
4.2.2.2 Préfixe cyclique

Le principe du préfixe cyclique est de copier les derniers échantillons d'un symbole et les placer à son début. En utilisant cette technique, on garde une continuité dans le symbole. Le concept permettant de le faire est lié à la nature des transformées (transformées inverses) de Fourier rapide. Lorsque la transformée inverse de Fourier rapide est effectuée pour une période de symbole, la résultante temporelle est elle aussi périodique. C'est un résultat plus ou moins évident puisque la transformée (transformée inverse) de Fourier rapide est une extension de la transformée de Fourier qui est-elle même hérite des séries de Fourier pour un signal périodique.

Le préfixe cyclique est une bonne méthode pour combattre les interférences entre symbole (ISI) et entre porteuses (ICI). Grâce à cette extension, la période du symbole est plus longue. Précisons que bien que la période soit plus longue, cela n'a aucun incident sur le spectre fréquentiel du signal. Aussi longtemps que le bon nombre d'échantillons est pris en réception n'importe où dans le symbole rallongé, l'orthogonalité est maintenue et les interférences éliminées. La figure suivante donne une vue sur le principe d'insertion du préfixe cyclique.



a) Insertion du préfixe cyclique



b) Symbole final

Figure 16 : Insertion du préfixe cyclique

Comme illustré dans les figures précédentes T_{cp} est la longueur du préfixe que nous rajoutons au symbole initial, nous obtenons un symbole OFDM de longueur

$$T_{Total} = T_{cp} + T_{eff} \quad (4.4)$$

Il est important de savoir que la longueur du préfixe doit être défini en fonction des délais maximums de retard prévus dans le canal multi trajet. En effet, l'idée n'est pas qu'on résolve uniquement le problème d'interférence en utilisant le préfixe, mais aussi d'effectuer une utilisation la plus optimale possible de la bande passante. L'information répétée dans le préfixe crée un gaspillage de bande passante qu'il est important d'amoindrir au maximum.

L'effet multi trajet du canal est confiné dans l'espace alloué au préfixe cyclique et n'affecte en rien la transformée de fourrier du prochain symbole pris à la durée T_{eff} . Une durée de préfixe cyclique au minimum égale au retard maximum du canal favorise le maintien de l'orthogonalité entre les sous-porteuses et la continuité entre sous-porteuses retardées. En bref l'orthogonalité entre toutes les sous-porteuses est gardée sur la période T_{eff} . L'équation (4.5) représente mathématiquement le principe.

$$\frac{1}{T_{eff}} \int_0^{T_{eff}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0)} dt = 0, k \neq i \quad (4.5)$$

Pour le premier symbole ayant le retard t_0

$$\frac{1}{T_{eff}} \int_0^{T_{eff}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0-T_s)} dt = 0, k \neq i \quad (4.6)$$

Pour le second symbole qui arrive avec un retard $t_0 + T_s$.

$$f_k = k/T_{eff} \quad (4.7)$$

- f_k est la fréquence de la porteuse K exprimée en Hertz
- T_{eff} est la durée effective du symbole en secondes

Retenons de cette section qu'aussi longtemps que le préfixe cyclique est plus grand ou égal au retard maximum du canal multi trajet et moyennant d'autres hypothèses que nous allons préciser, les interférences entre symboles OFDM peuvent être considérablement amoindries. La seconde méthode d'extension cyclique du symbole OFDM est le suffixe cyclique.

4.2.2.3 Suffixe cyclique

Le suffixe cyclique est aussi une extension cyclique du symbole OFDM. C'est le même principe de rajout que précédemment sauf que dans ce cas, le suffixe est intégré à la fin du symbole OFDM. Il est utilisé pour éviter l'interférence entre le flot montant et celui descendant dans une communication. Pour choisir sa longueur, on calcule la différence de temps de réception entre le flot montant et celui qui est descendant, tandis que comme vu précédemment, le préfixe cyclique lui est choisi de façon à couvrir le temps de dispersion du canal.

4.3 Implémentation de l'OFDM

Afin de mener à terme notre travail, nous avons choisi la technique de l'OFDM pour les raisons énumérées précédemment. Rappelons que cette technique a déjà fait ses preuves dans le cadre de la norme IEEE 802.11 édictée par le comité de standardisation numéro 11 de normalisation des réseaux sans fil LAN et MAN de l'IEEE (IEEE 802). C'est ainsi que de nombreux équipements exploitant la norme WIFI bien connue utilisent la technique de l'OFDM. Avec le WIFI on est capable d'atteindre des débits allant de 11Mbits/s (802.11b) à 600 Mbits/s (802.11n) théoriquement pour des fréquences de 2.4 GHz ou 5 GHz.

Ces performances deviennent très modestes lorsqu'on considère le fort potentiel offert par la bande de 60 GHz comme nous l'avons présenté dans le chapitre précédent. L'idée de base est donc celle-ci : Étant donné que la ressource fréquentielle est de plus en plus rare en basse fréquence, la nécessité de se transposer en haute fréquence s'impose. Disposant d'un moyen qui permet de tirer un profil maximum de la bande passante (l'OFDM), nous allons l'implémenter, pour les deux normes (IEEE 802.11 et IEEE 802.15.3c), présenter une chaîne de montage complète ainsi que les performances obtenues.

Nous avons choisi comme méthode d'insertion d'intervalles de garde précise, le préfixe cyclique parce que son utilisation permet de transformer la convolution linéaire en convolution circulaire, répète les informations contenues dans le symbole à son début ce qui maintient la continuité.

Dans la suite ,nous présentons la chaîne OFDM implémentée en respectant les spécifications de la norme 802.11 [43]. Nous étudierons par ce moyen les performances du système OFDM dans la bande de 2.4 et 5 GHz. Le tableau correspondant aux spécifications de la norme pour une bande passante de 20 MHz est le suivant.

Tableau 7 : Paramètres de l'OFDM conformément à la norme IEEE 802.11

Paramètres	Valeurs
Taille FFT	64
Nombres de sous porteuses	64
Durée du préfixe cyclique (maximal)	0,8μs
Durée des données utiles	3,2μs
Durée totale du symbole	4μs

Les premiers résultats que nous présenterons seront ceux d'un canal sans multi trajet (canal de Gauss) et par la suite il s'agira du canal de Rayleigh et de Rice dans lesquels nous visualiserons l'impact du préfixe cyclique dans l'amélioration des performances. Pour ce faire, nous prendrons des longueurs successives du préfixe cyclique à partir d'une valeur inférieure jusqu'à celle égale au retard maximal du canal multi trajet.

Il sera question de présenter une méthode de choix dynamique de préfixe cyclique en fonction du retard maximum dans le système afin de transmettre dans les meilleures conditions possibles. Nous effectuons ensuite la translation de fréquence des basses fréquences vers 60 GHz où nous implémenterons la chaîne de transmission en respectant la norme 802.15.3c de façon à ce qu'elle soit compatible aux modèle de canal à cette fréquence. Elle est conforme au standard des WPAN pour la fréquence de 60 GHz. La couverture est de faible portée environ 10 m, mais le débit très élevé environ 2Gbits/s. La bande passante à couvrir par le signal est de 2.592 GHz, ce qui correspond à une résolution de $T = 0.386$ ns, les sous-porteuses que nous utilisons ont un espacement de $f_{\Delta} = 5.0625$ MHz. Nous trouvons qu'il faut 512 sous-porteuses pour atteindre 2.592 GHz. Dans la chaîne de transmission, nous considérerons 500 sous-porteuses pour les informations utiles et le reste

sera utilisé pour les pilotes. Un préfixe cyclique de taille variable selon le retard maximum sera ajouté à l'ensemble.

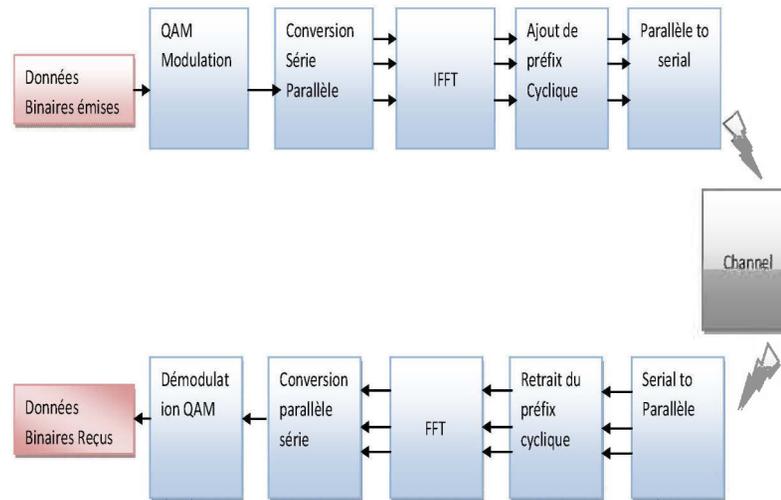
La durée du symbole sans l'ajout du préfixe cyclique est de $T_{eff} = 197.53 \text{ ns}$, la durée totale du symbole dépendra donc chaque fois de la longueur rajoutée pour le préfixe cyclique.

Tableau 8 : Paramètres de l'OFDM pour 60 GHz (Mode HSI-OFDM)

Paramètres	Valeurs	
Bande à couvrir	2.592 GHz	
Espace entre sous porteuses f_{Δ}	5.0625 MHz	
Taille de la fenêtre FFT /IFFT	197.53 ns	
Index des porteuses	[-256 -1,1 256]	
Résolution	0.386 ns	
Durée du préfixe	22 ns	50.18 ns
Durée total du Symbole	219.53 ns	247.71 ns

Les résultats dans ce cas seront présentés pour un canal de Gauss et pour le canal de Rice très approprié pour modéliser le comportement sans fil à 60 GHz ou les ondes ont un comportement optique.

Nous avons programmé dans l'environnement Matlab la chaîne de transmission que nous voyons dans le synoptique ci-dessous. Nous présentons directement le modèle de 60 GHz qui est plus intéressant pour notre étude.



**Figure 17 : Synoptique de la chaine HSI-OFDM
(HSI : High Speed Interface)**

4.3.1 Chaîne d'émission et Réception OFDM

Dans la chaîne d'émission, nous générons une série binaire représentant la voix, des données, une image ou encore d'une information analogique qui résulte d'une conversion analogique numérique avant introduction dans la chaîne de transmission. Pour ce travail le signal généré est aléatoire binaire. La prochaine figure présente les données binaires à la sortie de ce premier bloc. On voit clairement la série dont l'amplitude varie entre 0 et 1.

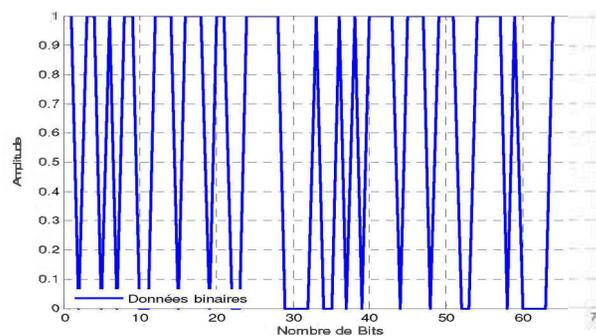


Figure 18 : Données binaires

Modulation

Les données binaires sont modulées par la suite dans le bloc de modulation en bande de bases. Le terme généralement employé est « mappage ». Le mappage est fait au choix ça peut-être du M-PSK (M Phase Shift Keying) ou du M-QAM (M-Quadrature Amplitude

Modulation). La première est très utilisée lorsqu'on veut transmettre avec le minimum d'énergie possible tandis que la seconde est adaptée pour avoir du haut débit.

À la sortie du modulateur en bande de base l'information a une constellation bien spécifique. Pour un mappage 16-QAM, on remarque assez aisément la répartition régulière des différents symboles, ainsi que la clarté de leur position dans le plan I (en phase) et Q (quadrature de phase) de la figure ci-dessous.

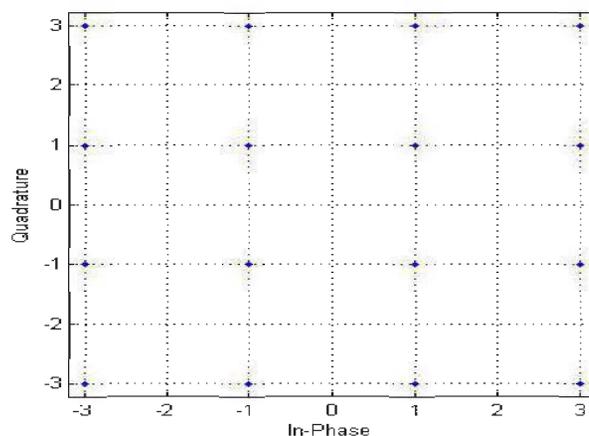


Figure 19 : Mappage 16-QAM

Conversion Série vers parallèle et Transformée de Fourier Inverse

L'étape suivante est la répartition du signal sur différentes entrées ou conversion série parallèle. À chaque entrée, on applique par la suite une transformée de Fourier rapide. Lorsque le symbole OFDM final est obtenu, nous ajoutons l'intervalle de garde sous forme de préfixe cyclique. Après que la conversion parallèle/série est effectuée, l'ensemble est prêt pour la transposition vers la fréquence d'émission.

Pour des raisons de clarté nous présentons dans la prochaine figure pour quatre sous-porteuses seulement la forme du signal OFDM dans la chaîne d'émission après la transformée inverse de Fourier. Les composants du signal sont dans le domaine temporel après la transformée inverse de fourrier.

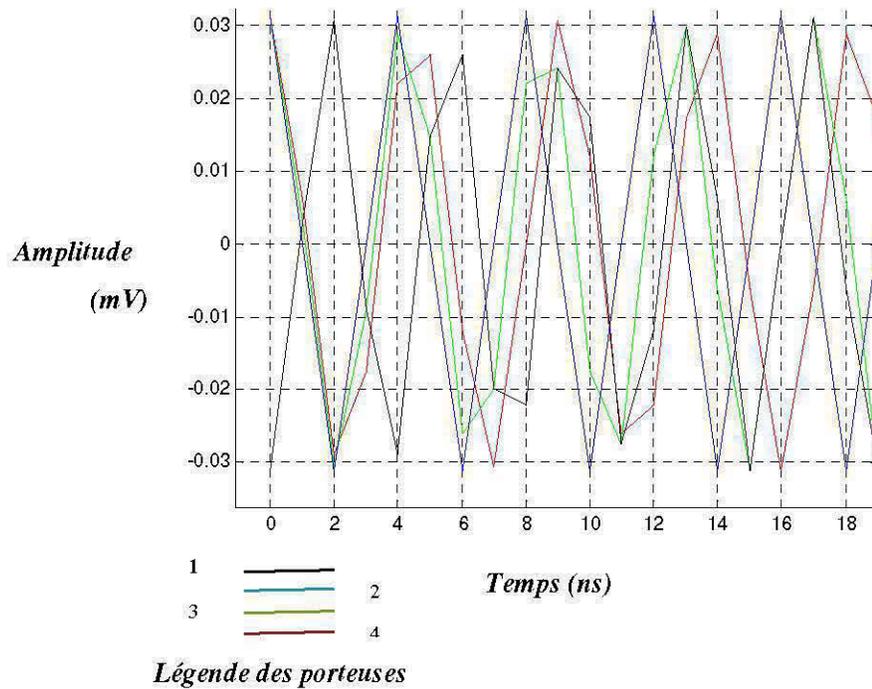


Figure 20 : Symbole OFDM composé de quatre sous-porteuses

La prochaine figure est une représentation du spectre du signal dans le domaine fréquentielle. Il s'agit du spectre normalisé, pour lequel nous avons pris la représentation sur la moitié de la période. Après celle-ci on a une répétition de la périodicité du signal.

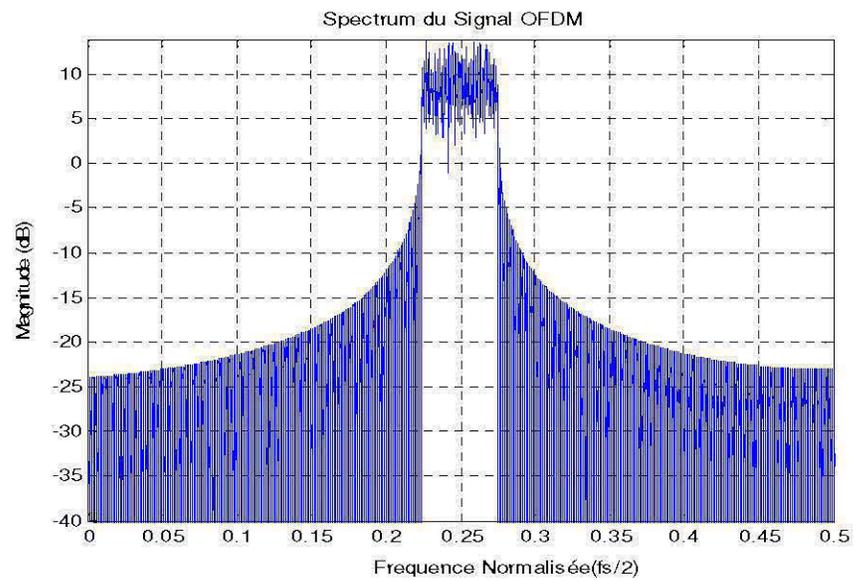


Figure 21 : Spectre de l'OFDM

Le Signal transposé passe donc dans le canal sans fil, qui sera pour notre cas Gauss, Rayleigh, Rice pour la fréquence de 2.4 GHz et 5 GHz puis Gauss et Rice pour la fréquence de 60 GHz les résultats et analyses sont présentés dans le chapitre 5.

Réception

En réception, le processus inverse est effectué. Le signal reçu afin d'être traité est ramené à sa fréquence de départ, il est réparti pour aller dans plusieurs entrées différentes (conversion série/parallèle) afin que le préfixe cyclique soit retiré.

Transformée de Fourier et Conversion parallèle série

La transformée de fourrier est appliquée dans le but de ramener le signal dans le domaine fréquentiel, la conversion de parallèle en série est appliquée par la suite. On obtient à nouveau un seul train d'informations prêtent pour la démodulation dans le canal sans fil et le traitement du signal.

Démodulation

Les données binaires sont démodulées par la suite dans le bloc de. Le terme généralement employé est « démappage ». C'est l'inverse de l'opération effectuée en émission. Si c'est du M-PSK en émission, il faut aussi du M-PSK en réception. . On retrouve après cette étape le signal original dont la vraisemblance avec celui qui est transmis dépend des perturbations introduites par le canal et les erreurs de traitement.

4.3.2 Technique d'évaluation des performances

Nous considérons comme hypothèses pour la suite des travaux

- Une bonne synchronisation temporelle ;
- Une bonne synchronisation fréquentielle entre l'émetteur et le récepteur.

Dans les différents types de canaux sans fil utilisés Rayleigh et Rice introduisent des multi trajets tandis que celui de Gauss, représente une bonne référence en termes de performance de BER optimal obtenu et de rapport signal sur bruit. Cette performance sera un bon seuil de BER dans l'évaluation de la perturbation introduite par le multi trajet pour l'affectation dynamique du préfixe cyclique. Le préfixe cyclique est une redondance des informations utiles, en l'utilisant pour palier au multi trajet, nous faisons en en même temps un gaspillage de la bande passante. Il devient donc impératif d'avoir l'information exacte sur le retard du canal afin d'utiliser le minimum de longueur pour le préfixe cyclique.

Dans la prochaine figure, nous voyons le schéma de principe d'affectation dynamique du préfixe cyclique en fonction du retard maximum calculé dans le canal

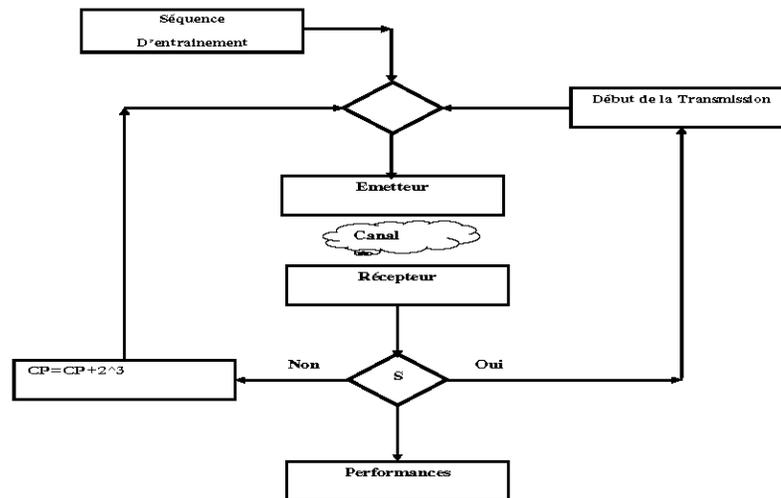


Figure 22 : Principe d'insertion dynamique du préfixe cyclique

Affectation dynamique du Préfixe cyclique

Comme illustré dans ce synoptique, la méthode employée est la suivante nous il y a une séquence de bits connus du récepteur qui est envoyé dans la chaîne de transmission. Lorsqu'elle est reçue, le taux d'erreur binaire est calculé puis le résultat est comparé à un seuil de TEB. Rappelons que le seuil est fixé par rapport à un canal sans multi trajet (Gauss dans notre cas) soit 10^{-3} à 9 dB. Lorsque la comparaison est faite que le TEB est pauvre par rapport à la valeur attendue, la taille par défaut du préfixe cyclique est incrémentée de 2^3 fois les fréquences d'échantillonnage du canal ceci correspond à un pas de 8 bits à chaque incrémentation. Cette valeur d'incrément est celle que nous avons trouvé adaptée pour minimiser le gaspillage de bande passante une fois la bonne valeur de préfixe trouvée. Les résultats permettront comme vous verrez dans la suite à valider le choix de ce pas.

Le chapitre des résultats présente deux types de performances :

- Celles obtenues par variation manuelle du préfixe cyclique
- Celles obtenues grâce à la technique d'affectation dynamique de préfixe cyclique

Pour les fréquences de 2.4 et 5 GHz le retard maximum prévu est de $0.8 \mu s$. Pour une utilisation efficace de la bande passante, nous n'excéderons pas cette longueur pour le préfixe cyclique. Afin de bien visualiser l'effet de ce dernier dans la performance du système

nous ferons varier sa longueur d'un pas de $0.2 \mu s$ à partir de 0. Ceci correspond respectivement à $0 \mu s$, $0.2 \mu s$, $0.4 \mu s$, $0.6 \mu s$ et $0.8 \mu s$ comme longueur de préfixe cyclique. Les résultats seront présentés pour les canaux de Gauss, Rayleigh et Rice.

Pour la bande de 60 GHz les quelques informations disponibles jusqu'ici notamment celles contenues [45], ont permis de savoir que le retard maximum à cette fréquence varie entre 18 ns et 40 ns. En travaillant avec un canal de Rice dans cette fréquence, nous présenterons les performances obtenues pour 22 ns de retard.

Le préfixe cyclique prendra donc les valeurs de $0 ns$, $12.35 ns$, $18.53 ns$, $22.38 ns$.

4.5 Conclusion

Nous achevons ainsi ce chapitre dans lequel nous avons justifié notre choix de la technique de l'OFDM en lieu et place d'autres techniques bien connues. Parce qu'elle

- favorise une exploitation optimale de la bande passante disponible.
- Offre une haute efficacité spectrale.
- Est pratique en cas de multi trajet grâce aux intervalles de garde.

Nous avons présenté les détails de son fonctionnement ainsi que l'implémentation sous Matlab telle que nous l'avons faite en respectant les normes IEEE 802.11 pour la bande 2.4-5GHz, et la norme 802.15.3c pour les WPANs à 60 GHz.

Comme plusieurs techniques d'insertion d'intervalles de garde existent, celle du préfixe cyclique a été retenue parce qu'elle

- favorise la continuité globale du symbole OFDM.
- Permet une convolution circulaire au niveau du canal radio.

Nous avons aussi présenté une approche d'affectation dynamique de la taille du préfixe en fonction du retard maximum évalué. Nous avons vu qu'on l'évalue par le moyen de séquences d'entraînement entre l'émetteur et le récepteur et grâce à un seuil de TEB qu'on doit atteindre.

Afin de percevoir l'impact du préfixe cyclique dans la transmission des résultats obtenus par variation manuelle de ce dernier à partir d'une valeur plus petite que le retard maximum est prévu.

La méthode décrite au complet nous sommes maintenant prêts à aborder le prochain chapitre dans lequel nous présentons et analysons les différents résultats obtenus. Ceci nous introduit au chapitre 5 consacrée à l'étude de performances.

CHAPITRE 5

RÉSULTATS ET ANALYSES

5.1 Introduction

Les chapitres précédents ont permis d'établir un bon état de l'art, justifier le choix de la technique de l'OFDM en lieu et place d'autres et voir différentes façons d'insérer les intervalles de garde afin de combattre les interférences. Celle du préfixe cyclique ayant retenu notre attention une évaluation des performances est faite dans différents canaux multi trajets. Cette fondation établie, ce chapitre présente et analyse les résultats obtenus dans l'environnement Matlab grâce à la chaîne de transmission OFDM. Les détails d'implémentation sont dans le chapitre précédent, nous verrons l'impact du préfixe cyclique sur les performances obtenues dans les différents canaux. Les résultats présentés seront premièrement pour les canaux de Gauss, Raleigh, Rice à 2.4 et 5 GHz, puis Rice à 60 GHz. Ils sont sous obtenus sous les hypothèses d'une :

- Parfaite synchronisation temporelle
- Parfaite synchronisation fréquentielle

Entre l'émetteur et le récepteur.

5.2 Performances pour différents Canaux

Nous savons que le canal de propagation joue un rôle clé dans l'évaluation des performances d'un système sans fil, car il est sujet à plusieurs types de phénomènes donc l'impact est considérable sur la qualité de la transmission. Nous commençons par le canal de Gauss très pratique pour la modélisation du bruit causé par les humains et donner une vue globale du fonctionnement d'un système de transmission

5.2.1 Résultats pour les fréquences 2.4 et 5 GHz

5.2.1.1 Canal de Gauss

C'est le modèle de canal dans lequel on ne tient compte que du bruit blanc gaussien additif (AWGN : Additive White Gaussian Noise). Dans ce type de canal, la dégradation du signal est le fait de l'addition au signal d'un bruit blanc de densité spectrale constante. L'amplitude de cette perturbation suit la distribution de gauss. Le modèle ne tient pas compte

de l'évanouissement du signal, la sélectivité fréquentielle, la dispersion et les interférences. Bien qu'il n'offre pas une complexité assez représentative d'un canal sans fil, ce modèle est très utile pour avoir une vue du comportement sous-jacent des systèmes de transmission. Il est généralement utilisé, pour modéliser le bruit causé par l'être humain ou l'interférence multi-utilisateur.

Les hypothèses considérées pour le bruit blanc gaussien sont les suivantes :

- Le bruit $w(t)$ est une perturbation aléatoire additive du signal utile $s(t)$
- Le bruit est blanc, c'est-à-dire qu'il a une densité de puissance spectrale constante

Le signal reçu s'écrit :
$$r(t)=s(t)+w(t) \quad (5.1)$$

La densité spectrale unilatérale est donnée par N_0 , et celle bilatérale par $N_0/2$. L'expression BN_0 représente le bruit dans la bande passante B comme illustré dans la figure 8. Pour une résistance le bruit thermique est donné par $N_0= kT_0$, avec k la constante de Boltzmann et T_0 la température absolue en degré Kelvin.

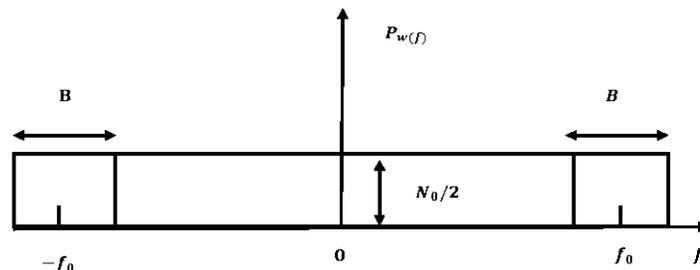


Figure 23 : Équivalence large bande de l'AWGN à bande limitée.

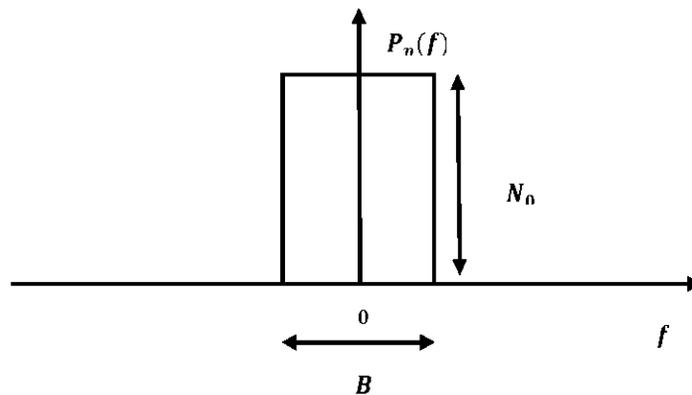


Figure 24 : Équivalence bande de base complexe de l'AWGN à bande limitée

N_o est exprimé en W/Hz ou Joule(J), unité de mesure de l'énergie. N_o Est exprimé en dBm/Hz. Pour $T_o = 290K$, $N_o \approx -174$ dBm/Hz. C'est la limite physique idéale pour un récepteur idéal. Dans la pratique, des décibels supplémentaires doivent être ajoutés, afin de tenir compte de la « figure de bruit ». N_o Elle aura une valeur légèrement au-dessus de -170 dBm/Hz. On considère comme autre hypothèse que le bruit est un processus stationnaire de moyenne zéro. Ce qui veut dire que la sortie de chaque bruit linéaire mesuré a une moyenne de zéro, peu importe à quel moment la mesure est faite.

Il est important de garder en pensée que le bruit blanc gaussien additif est une fiction mathématique, parce qu'il considère que la puissance totale (l'intégrale de la densité spectrale de puissance sur toute les fréquences) est infinie. Cela implique qu'un échantillon du bruit blanc a une puissance moyenne infinie, ce qui n'est pas physiquement raisonnable. Il est connu des statistiques physiques que la densité du bruit thermique décroît exponentiellement aux hautes fréquences. Pour comprendre la situation physique, il est préférable de garder en mémoire que chaque récepteur limite la bande passante ainsi que toute mesure physique du bruit. C'est donc sensé de considérer le bruit comme processus blanc, en tenant compte qu'il ne peut être échantillonné directement sans périphériques d'entrée. Chaque périphérique filtre le bruit et conduit à une puissance finie.

Pour les premières évaluations de comportements et performances du système OFDM que nous avons implémenté sur Matlab, le canal de Gauss nous a semblé un bon point départ.

Les hypothèses considérées pour obtenir les résultats dans cette section sont les suivantes :

- Parfaite synchronisation temporelle
- Parfaite synchronisation fréquentielle
- La perturbation dans le canal est un bruit gaussien
- Modulation BPSK
- 64 porteuses

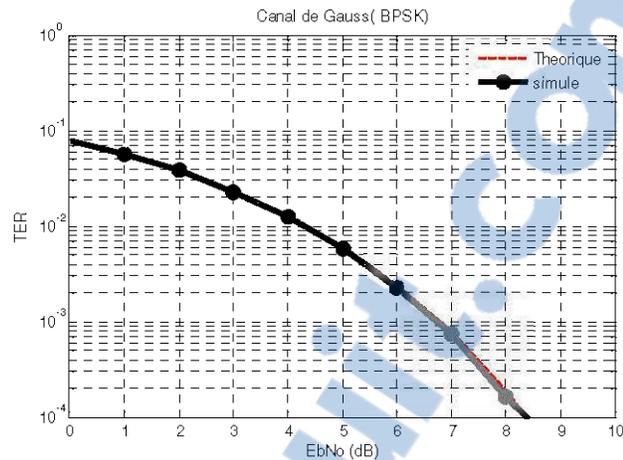


Figure 25: TER de l'OFDM BPSK dans un canal de Gauss

L'observation montre une quasi-similitude entre la courbe prévue théoriquement et celle qui est simulée. C'est un résultat intéressant qui montre deux choses :

- Une bonne configuration de la chaîne OFDM (bon fonctionnement)
- Qu'il n'y a pas de multi trajet dans ce canal

Ce premier résultat permet de valider déjà le comportement global de notre chaîne de transmission. Les données transmises rencontrent dans le canal uniquement un bruit additif gaussien qui n'a pas un impact réel sur le TEB, c'est ce qui explique le fait que la courbe théorique et celle prévue par la pratique soient quasi confondues. Le résultat montre aussi que dans un canal sans multi trajet, le préfixe cyclique introduit ne joue pas un grand rôle et doit être réduit à une valeur infiniment petite, vu qu'on ne saurait l'éliminer complètement.

L'observation est normale, car comme nous l'avons expliqué plus haut les phénomènes d'interférences et multi trajet n'entre pas en ligne de compte. Ce résultat est obtenu pour la modulation BPSK qui nécessite très peu d'énergie pour atteindre un très bon TEB de près de 10^{-4} (une erreur sur dix mille bits envoyés) pour 9 dB de rapport d'énergie sur celle du bruit.

Nous considérons donc qu'un TEB d'environ 10^{-3} est le seuil à atteindre (ou être le plus proche) que nous utiliserons dans le cas d'une affection dynamique de préfixe cyclique pour les modulations complexes.

5.2.1.2 Canal de Rice

C'est un modèle à considérer lorsqu'il y a visibilité entre l'émetteur et le récepteur ou encore lorsqu'il y a un trajet direct prédominant. C'est un modèle de canal qui a été étudié par Rice [46,47] et pour lequel les affaiblissements sont plus rares que dans un canal de Rayleigh. La densité de probabilité de la distribution est :

$$f(a) = \frac{a}{\sigma} e^{-\frac{a^2+b^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{a}{\sigma}\right) \quad (5.2)$$

b désigne l'amplitude du signal dominant, I_0 est la fonction de Bessel modifiée du premier type d'ordre zéro. Remarquez que pour b nul on retrouve la distribution de Rayleigh, nous la verrons dans la prochaine partie. Pour décrire la distribution de Rice, on utilise souvent le paramètre K. Il est interprété comme le rapport entre la puissance du signal dominant et la puissance des multi trajets, son expression est :

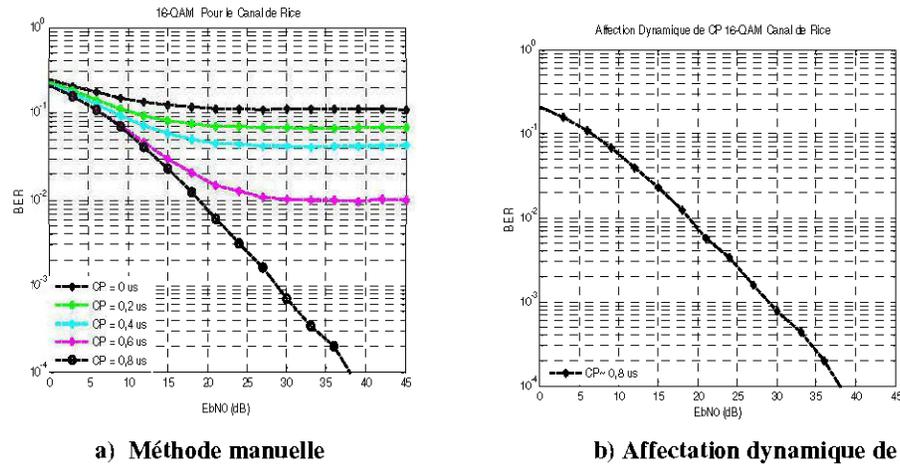
$$K(\text{dB}) = 10 \log\left(\frac{b^2}{E\{a^2\}}\right) = 10 \log\left(\frac{b^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.3)$$

Les résultats qui vont suivre pour différentes modulations sont obtenus considérant la norme IEEE 802.11 et hypothèses suivantes.

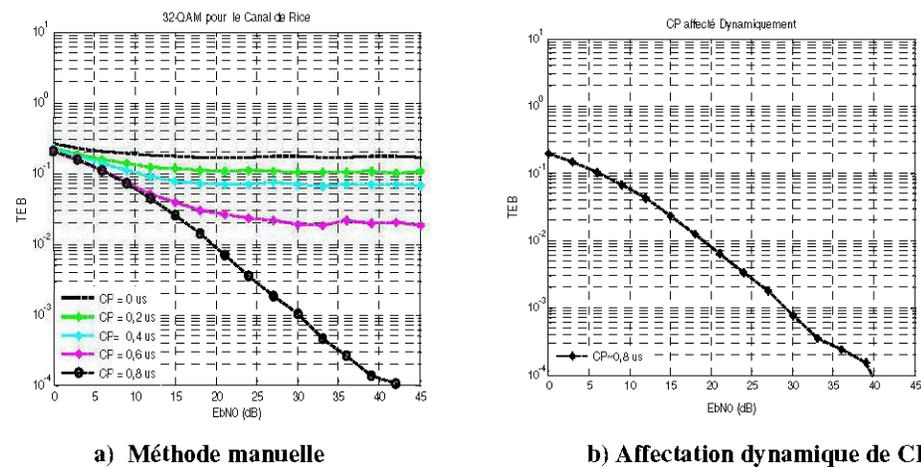
- Le retard maximum prévu est de 0,8µs dans le canal.
- Les données utiles ont une taille de 3,2µs
- le symbole OFDM a une taille de 4µs
- Une parfaite synchronisation temporelle
- Une parfaite synchronisation fréquentielle
- Modulation (BPSK, M-QAM)
-

a) Canal de Rice et Modulation BPSK

Nous avons commencé par la modulation BPSK qui nécessite peu d'énergie pour atteindre un TEB intéressant environ 10⁻⁵. Nous voyons avec la méthode de variation manuelle de préfixe l'amélioration apportée par l'augmentation de la taille du préfixe cyclique et aussi celle obtenue directement lorsque le préfixe est affecté dynamiquement par le système.



a) Méthode manuelle b) Affectation dynamique de CP
**Figure 27 : Performance de L'OFDM dans un Canal de Rice pour du 16-QAM
 Rms=0,8 μ s**



a) Méthode manuelle b) Affectation dynamique de CP
**Figure 28 : Performance de L'OFDM dans un Canal de Rice pour du 32-QAM
 Rms=0,8 μ s**

Les différents résultats permettent dans le cadre du canal de Rice de voir l'amélioration graduelle du TEB à mesure qu'on augmente la taille du préfixe cyclique. Il est noté qu'avec l'utilisation des modulations complexes il faut un plus d'énergie pour atteindre le TEB de 10^{-4} des performances, davantage pour la modulation 32-QAM que la 16-QAM.

Une comparaison entre les courbes de performances obtenues par variation manuelle du préfixe cyclique et celle obtenue par la méthode d'affectation dynamique par la chaîne de transmission, montre des résultats très proches. Ce qui explique cela est le fait que dans l'affectation dynamique du préfixe cyclique, la chaîne de transmission augmente graduellement celui-ci d'un pas de 2^3 échantillons (0,4 us) la valeur par défaut étant aussi

0,4 us. Ainsi donc lors de la deuxième séquence d'entraînement la chaîne augmente la taille de 8 échantillons soit un total de 16 échantillons ($16 \times 0,5 = 0,8 \mu s$), on se retrouve dans ce cas d'espèce directement dans la bonne taille de préfixe cyclique ce qui justifie à notre avis la similitude entre les courbes.

Nous abordons maintenant le cas du canal de Rayleigh qui est très pratique pour la non-visibilité de Vue.

5.2.1.3 Canal de Rayleigh

C'est un modèle statistique très pratique pour la modélisation en non-ligne de vue des effets de l'environnement sur le signal radio. C'est un modèle, où l'on considère que l'amplitude du signal lors du passage dans le canal varie aléatoirement et s'évanouit en suivant la distribution de Rayleigh. Il est appliqué dans le cas où il n'y a pas de forte composante du signal dans trajet direct en d'autres termes c'est un modèle approprié pour modéliser la non-visibilité directe. Dans le cas contraire, s'il y a une forte composante en visibilité directe, le modèle approprié est celui de Rice comme nous l'avons souligné précédemment.

Pour un signal à bande étroite $r(t)$, la relation dans le canal de Rayleigh est :

$$r(t) = a(t)e^{-j(\omega_c t + \theta(t))} \quad (5.2)$$

$a(t)$ est l'enveloppe du signal. Cette enveloppe varie dans le temps en suivant la distribution de Rayleigh. $\theta(t)$ est la phase exprimée en radians. Elle varie également en fonction du temps et elle suit une loi uniformément entre 0 et 2π . La fonction de densité de probabilité de l'enveloppe $a(t)$ est donnée par :

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} \quad (5.3)$$

σ est la variance.

En bande étroite, le canal de Rayleigh est généré en ajoutant un ensemble d'au moins six signaux sinusoïdaux ayant un décalage fréquentiel prédéterminé. Les paramètres de l'OFDM que nous utilisons pour cette simulation sont conformes aux spécifications de la norme 802.11a [Tableau 7]. À celle-ci nous rajoutons les hypothèses et conditions suivantes :

- Le retard maximum prévu est de $0,8 \mu s$ dans le canal.
- Les données utiles ont une taille de $3,2 \mu s$
- le symbole OFDM a une taille de $4 \mu s$
- Une parfaite synchronisation temporelle

- Une parfaite synchronisation fréquentielle
- Modulation (BPSK, M-QAM)

a) Canal de Rayleigh et Modulation BPSK

Les premiers résultats sont obtenus pour la modulation qui nécessite le moins d'énergie (BPSK). La courbe théorique présente sur la figure est tracée en respect de l'équation 5.4

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{E_b/N_0}{E_b/N_0 + 1}} \right) \quad (5.4)$$

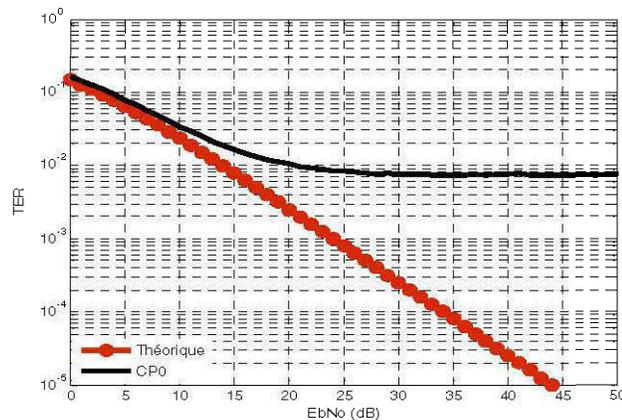


Figure 29 Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP=0

Nous constatons dans ce cas qu'avec l'effet du canal nous avons besoin de beaucoup plus d'énergie pour atteindre un taux d'erreurs binaire acceptable que dans le cas précédent (Gauss). Le TEB binaire est également très pauvre lorsque le préfixe cyclique n'est pas utilisé (courbe en noire). Afin donc de mieux faire ressortir l'effet du préfixe cyclique dans l'amélioration du TEB et par conséquent le combat du multi trajet, le préfixe cyclique sera augmenté graduellement jusqu'à une longueur équivalente au retard maximum qui est de $0,8\mu\text{s}$, la longueur du préfixe cyclique sera donc graduellement augmentée d'un pas de $0,2\mu\text{s}$ jusqu'à ce qu'on atteigne la valeur de $0,8\mu\text{s}$.

Les hypothèses et conditions des simulations :

- Longueur du préfixe cyclique variable ($0,2\mu\text{s}$, $0,4\mu\text{s}$, $0,6\mu\text{s}$, $0,8\mu\text{s}$)
- Une taille de $3,2\mu\text{s}$ pour les données utiles
- Une taille de $4\mu\text{s}$ pour le symbole OFDM

- Une parfaite synchronisation temporelle
- Une parfaite synchronisation fréquentielle

Les résultats obtenus sont dans les figures ci-dessous.

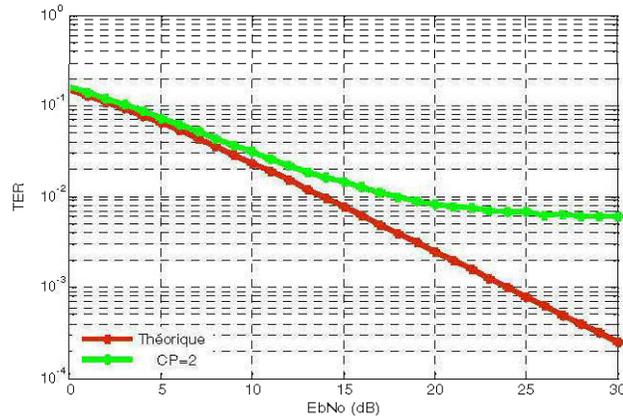


Figure 30 : Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP= 0,2 μ s

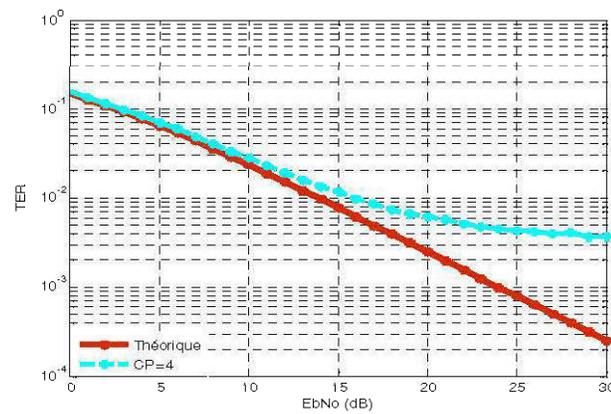


Figure 31 : Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP= 0,4 μ s

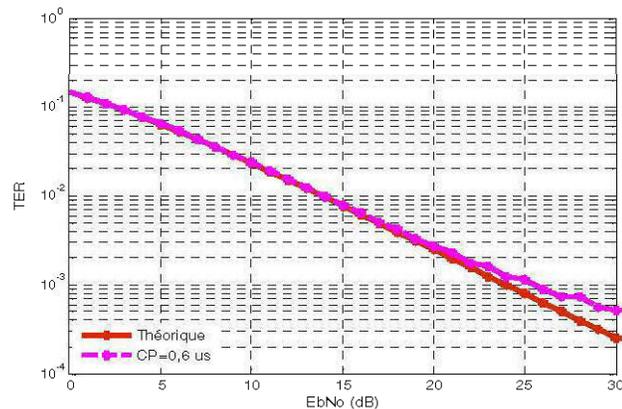


Figure 32 : Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP= 0,6µs

Le constat est assez clair sur les différentes figures, l'augmentation graduelle de la longueur du préfixe cyclique améliore considérablement le taux d'erreur binaire. En effet plus la longueur du préfixe cyclique se rapproche de la valeur du délai maximal du canal, plus le taux d'erreur binaire est meilleur et tend vers la valeur théorique. L'explication à ce phénomène est qu'étant donné que le canal introduit un retard de propagation de $0,8\mu\text{s}$, cela crée des interférences dans le signal. Ceci est manifesté par un TEB très pauvre (une erreur à tous les 100 bits) [figure26]. L'introduction du préfixe cyclique permet de créer une zone tampon dans laquelle les informations retardées peuvent être stockées pendant un délai correspondant à la longueur du préfixe cyclique. Plus la longueur du préfixe se rapproche des délais maximaux plus grande est la zone tampon.

Cependant bien que pour les différentes longueurs respectives de $0,2\mu\text{s}$, $0,4\mu\text{s}$, $0,6\mu\text{s}$, nous avons une nette amélioration du taux d'erreur binaire, il y a néanmoins des interférences résiduelles parce que ces longueurs sont inférieures au délais maximum qui est de $0,8\mu\text{s}$.

La prochaine figure présente l'ajustement de la longueur du préfixe cyclique pour qu'il corresponde à la valeur de $0,8\mu\text{s}$. C'est la valeur maximale, au-delà de laquelle il est inutile d'augmenter encore le préfixe cyclique. En fait pour une longueur de préfixe plus grande que le délai maximum on n'améliore plus rien sur TEB, bien au contraire on gaspille de bande passante, car souvenons-nous que les informations du préfixe sont une redondance des informations utiles transmises. Pour un préfixe de $0,8\mu\text{s}$ nous, obtenons :

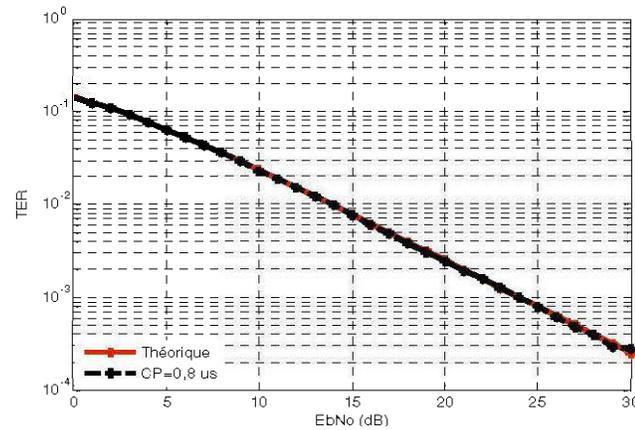


Figure 33 : Taux d'erreur binaire un canal de Rayleigh pour CP= 0,8 μ s

Ainsi s'achève cette section dans laquelle nous avons présenté les performances de la liaison OFDM et l'impact du préfixe cyclique dans l'amélioration du taux d'erreur binaire. Il a été démontré qu'à mesure que sa longueur se rapproche de celle du délai maximal du canal, on a une nette amélioration du TEB. Nous avons utilisé la modulation BPSK qui nécessite très peu d'énergie pour atteindre un TEB acceptable tout en offrant un faible débit. Comme nous l'avons vu dans le cas du canal de Rice, des modulations plus complexes existent, et sont intéressantes pour le haut débit : les M-QAM, qui offrent de meilleurs débits.

b) Canal de Rayleigh et Modulation M-QAM

Nous présentons dans la suite les performances pour la modulation 16-QAM et 32-QAM pour les deux méthodes : La variation manuelle du préfixe cyclique et l'affectation dynamique. L'affectation dynamique est faite en fonction du seuil que nous avons défini précédemment d'environ 10^{-3} , la valeur par défaut du préfixe cyclique a été fixée à 0,4 μ s. Ce qui signifie qu'il y aura au moins une séquence d'entraînement. Nous obtenons donc respectivement les figures (a), (b), (c), (d) suivantes.

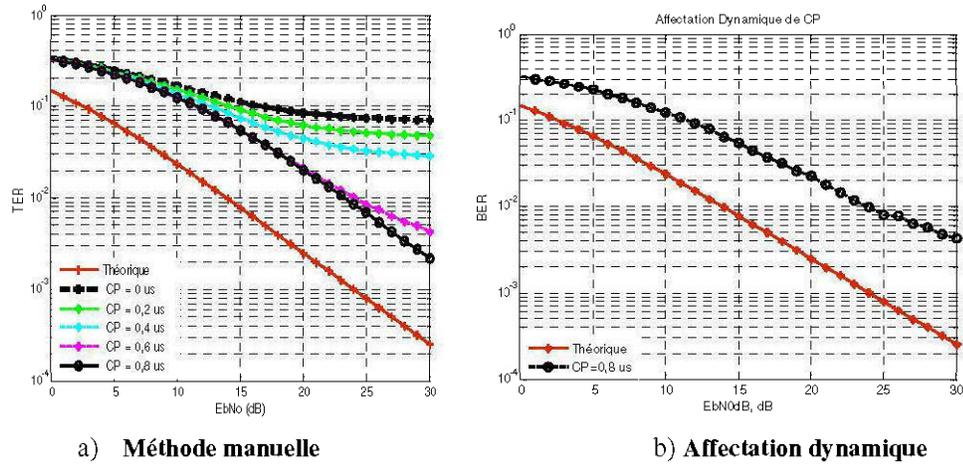


Figure 34: BER dans le canal de Rayleigh 16-QAM pour $R_{ms}=0,8\mu s$

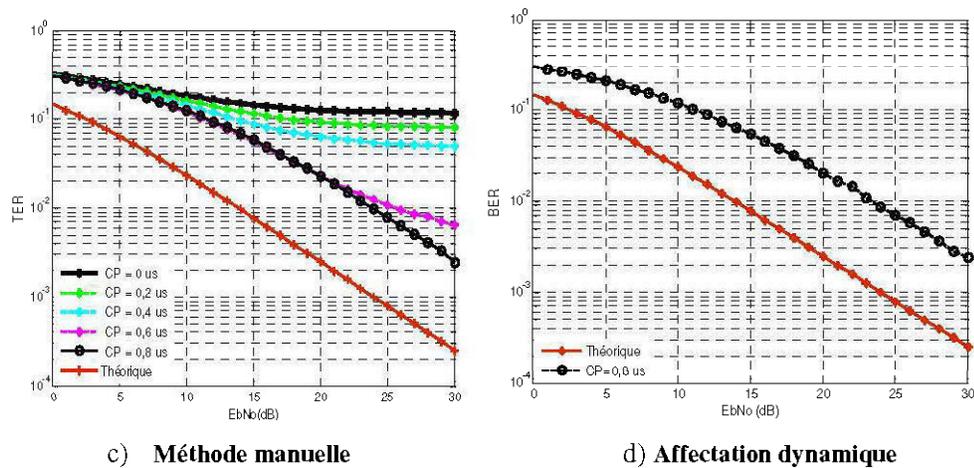


Figure 35 : TER dans le canal de Rayleigh pour du 32-QAM $R_{ms}=0,8\mu s$

Le premier constat est qu'il est nécessaire d'utiliser beaucoup plus d'énergie que précédemment pour obtenir un taux d'erreur binaire intéressant. Ceci est lié à l'utilisation d'une constellation différente au niveau du mappage. Évidemment, il faut davantage d'énergie pour du 32-QAM que le 16-QAM afin d'atteindre un bon TEB. Après la constellation 32-QAM les résultats trouvés nécessitent excessivement d'énergie pour un TEB très médiocre, une explication serait liée au fait que plus le nombre M de la constellation est grand, plus les symboles sont proches. Précisons que le canal n'introduit pas que des multi trajets, mais influence aussi la phase des symboles, il devient alors très difficile avec l'effet de canal d'obtenir des résultats satisfaisants après le 32-QAM c'est pourquoi nous nous limiterons à cette dernière.

Une autre raison aussi est de surveiller les limitations de puissance émise. La norme a défini une limite à respecter pour des raisons de santé [chapitre 2].

Nous achevons cette partie dans laquelle nous avons démontré le rôle du préfixe cyclique dans l'amointrissement du multi trajet pour le cas spécifique d'un canal de Rayleigh de retard maximal $0,8\mu s$. Les résultats des deux méthodes manuelles et dynamiques ont été présentés et analysés. De plus, il est possible d'associer des modulations complexes (M-QAM) dans le but de satisfaire à des besoins en débit, cependant la constellation ne peut être augmentée indéfiniment, car le TEB devient très médiocre à cause de l'effet du canal sur les phases. Pour la même raison que précédemment les courbes d'affectation manuelle et dynamique de CP sont assez ressemblantes. Rappelons que la deuxième séquence permettant d'affecter le CP donne une taille de 0,8 us, couvrant ainsi sans trop déborder tout le retard maximal introduit par le canal.

Nous achevons par ce modèle cette partie que nous avons consacrée à la présentation des performances de la chaîne OFDM dans un canal de Gauss, Rice et Rayleigh en conformité avec la norme IEEE 802.11. Nous présenterons dans la suite les performances de notre système à 60 GHz dans un canal de Rice.

5.2.2 Performances à 60 GHz

À titre de rappel, notons que l'intérêt pour les ondes millimétriques a abouti à la formation du « Task Group 3c » dans l'IEEE 802.15 en 2005. C'est le groupe de travail affecté au développement de couches physiques alternatives à celle existante de l'IEEE 802.15.3. Les nouvelles couches sont conçues pour supporter des débits très élevés (Multi Gigabits/s) à 60 GHz. Une comparaison entre la norme IEEE 802.15.3 et celle 802.11.3c [48] révèle comme différence

- Une transmission directionnelle
- La présence d'accusé de réception en vue de supporter des débits allant jusqu'à 5.7 Gbits/s.
- La protection inégale d'erreur afin de permettre le « streaming » de la vidéo non compressé.

Tel que nous l'avons présenté en détail dans le chapitre 3, de nombreux travaux sont en cours dans la bande de 60 GHz pour la standardisation des interfaces radio et technologies à exploiter.

Pour tirer parti de la bande millimétrique, la norme IEEE 802.15.3c fournit un total de trois couches physiques.

- L'interface à une porteuse (SC) conçue pour les équipements portatifs WPAN utilisés pour les communications visibilité directes. Il supporte un débit de transfert d'environ 1.5 Gbits/s, si l'on intègre des techniques de codage et modulation appropriés, on peut atteindre 5.2 Gbits/s.
- L'interface haute vitesse (HSI) OFDM qui exploite la technique de l'OFDM et fournit des débits allant jusqu'à 5.2 Gbits/s.
- L'interface audio vidéo (AV) OFDM conçue pour supporter la vidéo non compressé dans un canal à non-visibilité de vue. En dispose de deux couches (haute et basse vitesse) de transmission.

L'une des difficultés rencontrées dans l'étude de performance, mais aussi un bon point pour le travail est la rareté de l'information sur le canal de 60 GHz. Quelques travaux pertinents néanmoins telle que ceux de Sylvain Collonge [47], du Task Group 3c (Modèle TSV) existe à 60 GHz. Un autre travail ayant été une source d'inspiration pour nous est celui de Juan Montojo [50] effectué en Ultra Wide bande dans lequel il étudie l'effet des imperfections sur un système OFDM. Parmi les imperfections on retrouve le multi trajet. Il aborde plusieurs aspects des imperfections parmi lesquelles celles du multi-trajet où on utilise le préfixe cyclique pour résoudre le problème. Au terme de cette revue bibliographique, nous avons noté

- qu'il existe très peu d'information sur les performances des systèmes à 60 GHz
- Qu'il n'y pas de travaux dans lequel le Préfixe cyclique est exploité pour corriger le multi trajet à cette fréquence.
- Qu'il n'y pas de travaux proposant une approche d'affectation dynamique de CP en fonction du retard maximum.

Fort de ce constat, nous vous présentons dans la suite les résultats de performances obtenus de nos travaux à 60 GHz pour l'interface haute vitesse OFDM à 60 GHz dans un Canal de Rice. Le canal de Rice a été choisi parce qu'il est vérifié par les quelques informations existantes pour le moment que les ondes ont un comportement optique à 60 GHz. Ceci veut dire que les ondes ont tendance à se propager en ligne droite, nous savons que le modèle de Rice est très approprié pour les cas de ligne de vue.

D'après des travaux récents [45] le retard maximum pour différents scénarios de canaux à 60 GHz varie entre (18 ns et environ 40 ns). Nous considérons pour le canal de Rice que nous allons exploiter un retard maximum de 22 ns. Afin de visualiser l'effet du préfixe cyclique dans la performance du système, nous donnerons successivement les valeurs 6.17 ns, 12.35 ns, 18.52 ns, 22.39 ns.

À titre de rappel, nous utiliserons une fenêtre OFDM de taille 512 soit un symbole de taille 197.632 ns. Avec un retard maximum de 22 ns, le préfixe cyclique doit être au moins égale à 22 ns, ce qui donne au total 219.63 ns.

Les conditions et hypothèses des simulations

- Le canal est invariant dans le temps
- Le retard maximum prévu est de $Rms = 22$ ns dans le canal.
- Les données utiles ont une taille de 197.632 ns.
- le symbole OFDM à une taille de 219.63 ns.
- Une parfaite synchronisation temporelle.
- Une parfaite synchronisation fréquentielle.
- Modulation (BPSK, M-QAM).

5.2.2.1 Canal de Rice et Modulation BPSK à 60 GHz

Nous avons commencé par la modulation BPSK, moins exigeante que les M-QAM en termes d'énergie pour atteindre un bon TEB. Les résultats obtenus sont les suivants :

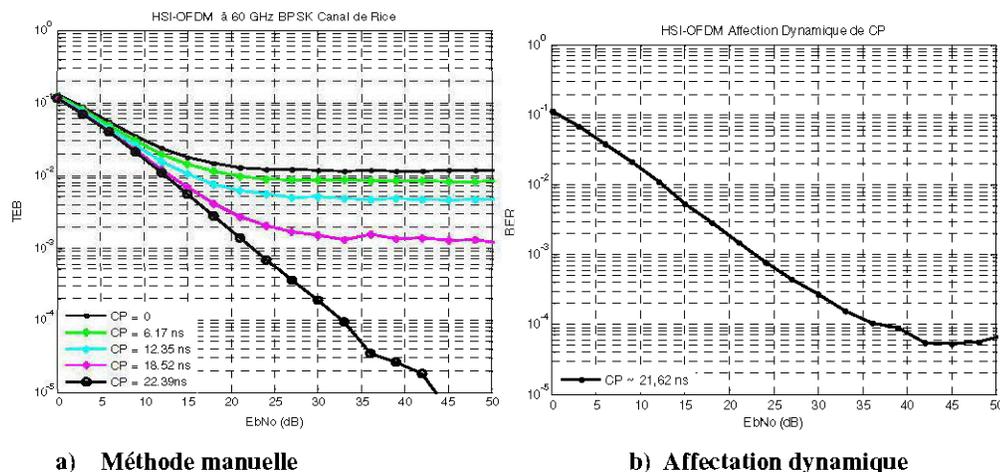


Figure 36 : TEB OFDM BPSK dans le canal de Rice à 60 GHz : $Rms = 22$ ns

On peut visualiser aisément l'amélioration qu'apporte le préfixe cyclique à mesure que sa taille se rapproche de celle du retard maximum dans le canal. On remarque aussi qu'il faut relativement plus d'énergie que précédemment pour atteindre le même TEB bien qu'on soit dans une modulation BPSK. Lorsque les interférences de viennent insignifiantes, augmenter le préfixe cyclique n'améliore plus en rien les performances du système, mais constitue

plutôt un gaspillage en terme de bande passante. La courbe d'affectation dynamique montre des interférences résiduelles, preuve que la longueur du préfixe adapté n'a pas couvert toute la plage temporelle du multi trajet. La raison est liée au pas d'adaptation du CP et au seuil fixé. Avec une longueur de CP de 21.62 ns le seuil est atteint, mais il y a encore des interférences.

5.2.2.2 Canal de Rice et Modulation M-QAM à 60 GHZ

L'un des points attractifs de la bande de 60 GHz est la possibilité d'avoir du multi Gigabits/s en termes de débit, il convient donc de regarder les performances du système pour des modulations plus complexe. Les modulations M-QAM sont bien connues pour leur capacité à offrir justement des hauts débits.

Voici quelques performances obtenues par le système.

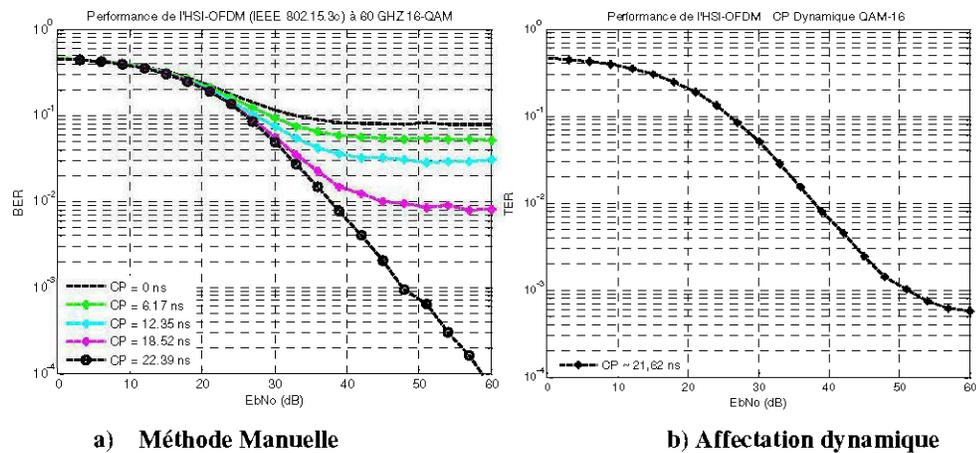


Figure 37 : TEB OFDM 16-QAM dans le canal de Rice à 60 GHz Rms= 22 ns

La première observation relative à la variation manuelle du préfixe cyclique est qu'on réduit considérablement l'effet des interférences entre symboles en l'ajustant à la bonne taille du retard maximum : 22,39 ns. On peut voir que nous ne sommes pas seulement obligés d'avoir plus d'énergie que précédemment pour le même TEB et la même longueur de CP, mais aussi le TEB est plus faible dès le départ que dans le cas du BPSK. Nous pensons que l'explication est liée au canal de transmission. En fait, la technique du préfixe cyclique permet de régler le problème du multi trajet, mais il y a un autre problème c'est qu'en utilisant du M-QAM le canal a un effet supplémentaire sur le signal. Cet effet est de modifier sa phase et faire tourner les

symboles. En réception bien évidemment le multi trajet est corrigé, mais il est possible d'observer une erreur de phase dans la reconstitution de l'information de départ.

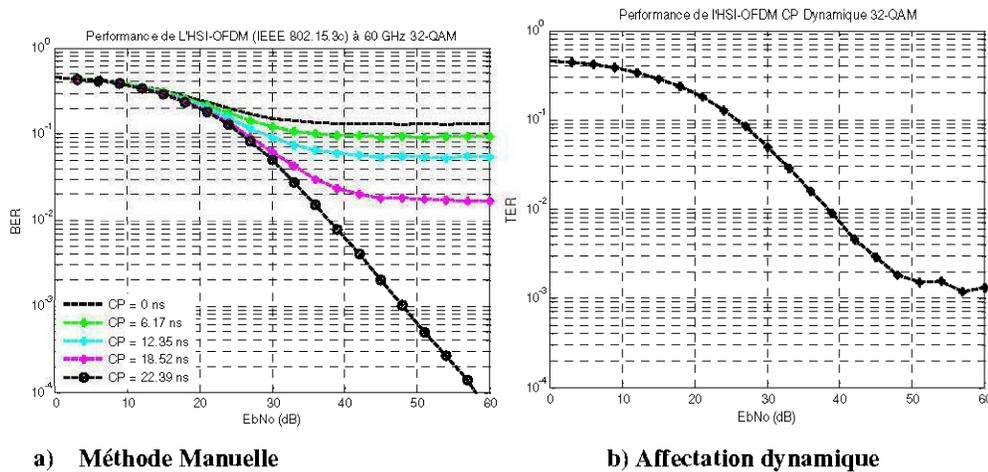


Figure 38 : TER OFDM 32-QAM dans le canal de Rice à 60 GHz Rms= 22 ns

Les figures montrent une légère différence respectivement au voisinage de 10^{-4} pour le 16-QAM et 32-QAM au voisinage de 10^{-3} entre le TER obtenu par variation manuellement du CP et celui qui par détermination dynamique CP. Cette fois aussi nous estimons que la raison de cette différence est le pas considéré (3,1 ns) dans la détermination de la valeur de préfixe de proche en proche. Le seuil à se rapprocher étant 10^{-3} . Au bout de 7 séquences d'ajustement de préfixe, le seuil est atteint, mais la longueur correspondante de préfixe est de 21,6 ns. Tout le retard du canal n'a donc pas été couvert c'est ce qui explique la présence d'interférences résiduelles. C'est un point faible de la technique, parce que si l'interférence résiduelle est grande la transmission pourrait ne pas être bonne, mais dans la plupart des cas la longueur préfixe cyclique obtenue est supérieure ou égale au retard maximum obtenu.

Les constellations supérieures au 32-QAM offrent un TER très pauvre nous avons jugé non nécessaire d'inclure les résultats dans le cadre de ce travail. La fourchette des résultats présentés permet d'avoir une vue sur le comportement du système dans un canal de Rice multi trajet à 60 GHz.

Nous achevons cette partie dans laquelle tous les travaux ayant été faits sous l'hypothèse d'un canal invariant dans le temps, une bonne synchronisation dans le temps et la fréquence. La seule imperfection étant donc le multi trajet dont nous avons amoindri les effets par la méthode de préfixe cyclique. Nous avons vu comment il est possible également de faire une

affectation dynamique de la taille de ce dernier en fonction du retard maximum, la finalité étant d'offrir une bonne performance du système de transmission.

5.3 Conclusion

L'idée de base du chapitre qui s'achève était de présenter les performances du système de transmission OFDM. Nous avons commencé par celle qu'on obtient en basse fréquence (2.4 et 5 GHz), le système étant implémenté pour remplir les critères spécifiés dans la norme 802.11. À cela, nous avons joint des performances obtenues par la technique d'affectation dynamique de la taille du préfixe cyclique. Les résultats obtenus sont en bonnes conformités avec ceux des travaux semblables à la même fréquence. Par la suite, nous avons fait une translation de fréquence vers 60 GHz où il a été constaté l'absence de travaux similaires ainsi que le manque d'informations.

Les performances ont été évaluées et les résultats analysés. Soulignons que l'intérêt de simulations à l'aide de logiciels (Matlab dans notre cas), réside dans la rapidité de la mise en œuvre. En fait avec cette méthode la visualisation rapide et quelques prévisions peuvent être faite sur le comportement le canal de propagation 60 GHz ou des équipements qui seront utilisés dans le canal en question . Bien évidemment tout modèle nécessite pour en valider la pertinence que des mesures physiques soient faites, c'est un point qui entre dans les perspectives de la suite de ces travaux.

CHAPITRE 6

CONCLUSION GÉNÉRALE

Depuis que le scientifique Marconi a établi la première communication radio transatlantique basée sur les ondes longues dans l'année 1901, le domaine du sans fil n'a cessé de croître de façon phénoménale. Ceci a eu un impact pertinent sur les habitudes de vies que nous avons parce que toutes les technologies issues de ce développement sont devenues partie intégrante de notre vie quotidienne. L'une des technologies les plus émergentes de l'heure actuelle est dans le domaine des ondes millimétriques et plus précisément à 60 GHz. Quelques raisons de cette grande attraction

- Un large spectre continu [57-66] GHz disponible à l'échelle mondiale.
- Une forte atténuation du signal favorise la sécurité des communications et réutilisation des fréquences.
- La possibilité d'application haut débit.

Bien que connues depuis de longues dates, certaines techniques dans le sans-fil n'ont pu être exploitées que grâce aux avancées réalisées il y a quelques années dans le domaine de traitement du silicium et l'intégration de solution. La résultante a suscité un vif intérêt pour les académies et les institutions de standardisation.

L'environnement dans lequel émet un système sans fil représente son canal de propagation, et influence énormément les performances de celui-ci. L'onde électromagnétique rencontre lors de sa propagation les phénomènes bien connus de réflexion, diffraction, diffusion, réfraction, guidage d'ondes et un phénomène bien particulier et unique aux communications sans fil : l'évanouissement. Il peut être causé par le multi trajet ou de l'ombrage (shadowing). Notre intérêt était de présenter les performances de l'OFDM dans la bande fréquence pas très bien connue encore de 60 GHz. Pour ce faire, nous avons considéré dans un canal de Rice les hypothèses suivantes :

- Le canal est considéré comme invariant dans le temps
- Le retard maximum prévu est de $R_{ms}=22$ ns dans le canal.
- Une parfaite synchronisation temporelle.
- Une parfaite synchronisation fréquentielle.
- Modulation (BPSK, M-QAM).

Les résultats à 60 GHz ont montré qu'on parvient à contrôler les interférences en ajustant le préfixe cyclique à la bonne taille, les performances sont intéressantes en termes de TEB. Ceci est plus intéressant lorsqu'on sait que des applications visées pour 60 GHz ont besoin de haut débit et d'une bonne qualité de transmission. On peut citer la vidéo haute définition telle que la vidéo, le « streaming » vidéo et bien d'autres encore.

Les résultats en rapport avec une affectation dynamique de préfixe ont été présentés et nous avons vu qu'il y avait une certaine marge d'erreur correspondant au pas utilisé et seuil fixé. C'est un détail de paramétrage qui se règle, moyennant une légère perte de bande passante, environ 20 % de la taille du symbole qui doit être rajouté en excédant. L'affectation dynamique présente un avantage majeur pour l'évaluation de performance. Car même si le retard maximal du canal n'est pas connu à l'avance on peut grâce au TEB binaire fixé avoir une allure du comportement du système. Ceci est effectué dynamiquement et de façon efficiente pour l'usage de la bande passante. En effet lorsque la taille du retard maximum est atteinte, par le CP, il est inutile de l'augmenter encore, car les performances du système ne sont plus améliorées du tout, mais on gaspillerait plutôt davantage de bande passante. L'utilisation des modulations complexes (M-QAM) permet d'offrir des débits encore plus élevés. Les performances ont montré qu'il faut plus d'énergie, mais qu'on réussit à atteindre un taux d'erreur binaire très intéressant.

L'étude de performances a été menée en vue de fournir des informations de comportement d'une liaison OFDM à 60 GHz. Cette méthode par simulation facilite une visualisation rapide du comportement globale du système OFDM à cette fréquence et permet une anticipation rapide grâce aux renseignements fournis.

Une remarque a été que certaines erreurs sont causées par l'effet du canal sur la phase du signal pour les modulations M-QAM, ce détail ouvre des perspectives futures pour les travaux contenus dans ce document. En fait, une étude pourrait être menée sur des performances dans lesquelles sera corrigée cette erreur de phase. D'autres perspectives pourraient être : Une étude de performances d'un système OFDM à 60 GHz dans un canal dynamique, une étude pour le cas de mauvaise synchronisation temporelle, une étude pour le cas de mauvaise synchronisation fréquentielle ou plus concrètement la comparaison de ce système d'études de performances par simulation et des mesures physiques.

Il est évident que les travaux menés dans le cadre de ce mémoire sont limités à cause du temps et n'englobent pas tous les aspects et contours possibles de l'étude de performances. Beaucoup de défis restent à relever. Nous pouvons citer parmi ceux-ci la sensibilité aux

erreurs de synchronisation, le fameux problème du rapport de puissance maximale, puissance moyenne du signal dont est victime l'OFDM. Enfin, soulignons que la bande pleine d'avenir de 60 GHz avec son potentiel en bande passante continue de 7 GHz dispose de très peu d'information encore à l'heure actuelle. Une vaste campagne de mesures pour d'autres types de milieux permettra grâce au système de transmission de ce document de présenter des performances et avoir une vue sur de potentielles applications dans les milieux concernés.