



N° d'ordre



THESE DE DOCTORAT

Présentée devant L'université Djillali Liabes de Sidi- Bel-Abbes
Faculté de Génie Electrique
Département de Télécommunications
Laboratoire : télécommunications et de traitement numérique du signal

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat LMD
Spécialité : Télécommunications
Formation doctorale : Télécommunications

Melle. BOUMEDIENE Fatima Zohra

Limites des Performances de la Technique Multi-porteuse « OFDM » dans les systèmes Radio-mobiles

Soutenu le : 13/02/2019

Devant le jury composé de :

M. Djebbari Ali	Pr	Président	UDL-SBA
M. BOUZIANI Merahi	Pr	Directeur de thèse	UDL-SBA
M. DJEBBAR Ahmed Bouzidi	Pr	Examineur	UDL-SBA
M. ELAHMAR Sid Ahmed	Pr	Examineur	UDL-SBA
M. BENAÏSSA Mohamed	MCA	Examineur	CU-Ain Témouchent

Année Universitaire : 2018-2019

Dédicace

*A mes très chers parents, qui m'ont aidés, soutenus
et qui sont ma source d'inspiration*

A mes sœurs : Amína et Karíma

A toute ma famille

A tous mes amis

Et à tous ceux et celles qui me sont chers

Je dédie ce travail

Remerciement

Toutes les louanges et la plus profonde gratitude à Allah Tout-Puissant, l'Omnipotent et le Bienveillant, qui m'a donné la force et la volonté d'achever cette thèse avec succès.

Cette thèse est le fruit de plusieurs années de recherche au sein du laboratoire de télécommunication et traitement numérique du signal (LTTNS). Ce travail n'aurait pas été possible sans le soutien de nombreuses personnes que je tiens à les remercier.

Aucun mot ne peut exprimer ma gratitude envers mes parents. Je serais toujours reconnaissante pour leur amour, leur soutien, leurs prières, leurs encouragements, leurs sacrifices et leur aide tout au long de ma vie.

J'aimerais exprimer ma sincère gratitude au Pr. BOUZIANI Merahî, mon directeur de thèse, pour son précieux soutien, pour sa patience, sa motivation et son immense savoir. Ses conseils m'ont aidé tout au long de ces dernières années.

Je tiens à remercier Pr. DJEBBARI Ali, qui m'a fait le grand honneur d'accepter la présidence du jury.

Mes vifs remerciements s'adressent également aux membres de jury : Pr. DJEBBAR Ahmed Bouzidi, Pr. Elahmar Sid Ahmed, Dr. BENAÏSSA Mohamed, d'avoir la gentillesse de lire, corriger et d'examiner ce travail, qu'ils trouvent ici l'expression de mon profond respect.

*Tout particulièrement, un grand merci à mon enseignant Dr.
TAYEBI Mohamed pour son aide et soutien au cours de toutes ces
années.*

*Je ne manquerai pas l'occasion de remercier très chaleureusement
tous mes amies et mes collègues du labo LTTNS sans oublier M^{me}.
DASSI Leïla qui m'ont beaucoup encouragé et aidé tout au long de ces
années.*

*Enfin et surtout, je voudrais remercier ma chère sœur Karima et
mes chers amis: Sílvana, Khadíja, Nessrine, Radhía sans oublier
Asma TAYEBI, Mokhtar, Amine et Younes de m'avoir aidé, soutenu et
encouragé de manière indiscutable pendant une période aussi longue
que je me souviene.*

F.Z BOUMEDIENE

Résumé

De nos jours, les systèmes de télécommunications jouent un rôle de plus en plus important dans les activités de transports, le contrôle des trains, ainsi que les services et commodités offertes aux voyageurs. La mobilité est de plus en plus forte selon le type d'application. Le but est d'obtenir une bonne qualité de communications sans fil avec des débits de transmission élevés. Le premier candidat pour le développement de ces systèmes est la modulation de multiplexage par répartition en fréquence orthogonale OFDM qui offre une efficacité spectrale élevée et une robustesse optimale vis-à-vis les multi trajets.

Malgré ses innombrables avantages, les systèmes OFDM sont très sensibles au décalage de la fréquence porteuse (CFO) résultant des imperfections des oscillateurs de l'émetteur-récepteur et / ou de l'effet Doppler. Le résultat de ces décalages réside dans l'apparition des interférences inter porteuse (ICI) dégradant les performances du système.

L'objectif de cette thèse est d'analyser la dégradation des performances dans les systèmes OFDM en raison du CFO provoqué par l'effet Doppler. Ce dernier est étroitement lié à la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur. Notre dérivation se distingue des autres recherches disponibles dans la littérature car la plupart d'entre elles supposent le CFO comme constant, en revanche nous le traitons comme un paramètre dépendant de la vitesse du mobile.

Dans ce travail, le poids et la vitesse des dégradations sont pris en compte pour une amélioration supplémentaire des performances. Les limites de la modulation OFDM sont représentées dans le trajet LOS, où un mobile est soumis à différents types d'accélération. Les résultats de la simulation montrent clairement la sensibilité de l'OFDM lorsque le mobile est soumis à des valeurs d'accélération plus élevées.

Mots clés: OFDM, CFO, effet Doppler, ICI, vitesse, accélération.

Abstract

Today, telecommunications systems are playing an increasingly important role in transportation activities, train control, and the services and amenities offered to travelers; where the mobility is more or less stronger depending on the type of application. This is in order to obtain a good quality of wireless communications with high transmission rates. The first candidate for the development of these systems is Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) modulation which offers high spectral efficiency and optimum multipath robustness.

Despite its countless advantages, OFDM systems are very sensitive to Carrier Frequency Offset (CFO) resulting from transceiver oscillator imperfections and / or Doppler Effect. The result of these offsets is the appearance of inter-carrier interference (ICI) degrading the performance of the system.

The objective of this thesis is to analyze the performance degradation in OFDM systems because of the CFO caused by the Doppler Effect. The latter is closely related to the relative speed between transmitter and receiver. Our derivation differs from other research available in the literature because most of them assume the CFO as constant, but we treat it as a random parameter depending on the speed of the mobile.

In this work, the weight and the speed of the degradations are taken into account for further enhancement of the performances. The limits of the OFDM modulation are depicted in the Line Of Sight (LOS) path where a mobile is subject to different types of accelerations. Simulation results show clearly the sensitivity of OFDM when mobile is subject to higher values of acceleration.

Keywords: OFDM, CFO, Doppler Effect, ICI, Speed, Acceleration.

Table des matières

Résumé	i
Abstract	ii
Table des matières	iii
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	x
Liste des acronymes	xi
Introduction générale	2
 Chapitre I : Introduction à la transmission numérique	
Introduction	6
I.1 Description d'un système de communication numérique	6
I.1.1 Chaîne de transmission numérique	6
I.1.2 Structure d'une chaîne de transmission	8
I.2 Les modulations numériques	9
I.2.1 Modulation	9
I.2.2 Modulation numérique	10
I.2.3 Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)	11
II.3 Canal de Propagation	12
I.4 Mécanisme de propagation	13
I.4.1 Propagation en espace libre	13
I.4.2 Propagation par trajet multiple	14
I.5 Effet des obstacles sur les signaux	15
I.6 Caractéristiques du canal radio mobile	17
I.6.1 Étalement temporel	17

I.6.2	Bande de cohérence	18
I.6.3	Etalement fréquentiel	18
I.6.4	Temps de cohérence	18
I.6.5	Sélectivité d'un canal	18
I.7	Effet Doppler	20
I.8	Canal à bruit blanc additif gaussien	22
I.9	Evanouissement	22
I.10	Distribution de Rayleigh et de Rice	23
Conclusion		24

Chapitre II: *La modulation multi porteuse OFDM*

Introduction	26
II.1 Historique	26
II.2 Principe	27
II.3 Orthogonalité	28
II.3.1 Orthogonalité temporelle	28
II.3.2 Orthogonalité fréquentielle	30
II.4 Système modèle de l'OFDM	31
II.5 Intervalle de garde et préfixe cyclique	34
II.6 Avantages et inconvénients	35
II.6.1 Avantages	35
II.6.1.1 Faibles ISI	35
II.6.1.2 Encombrement spectral optimal	35
II.6.1.3 Utilisation de la FFT/IFFT	37
II.6.1.4 Canal invariant localement	37
II.6.2 Inconvénients	38
II.6.2.1 Interférences entre les sous porteuses (ICI)	38
II.6.2.1 Le PAPR	38
II.7 Variantes de l'OFDM	39
II.8 Domaine d'applications	40

Conclusion	42
-------------------	----

Chapitre III : *L'OFDM affecté par le décalage de la fréquence porteuse*

Introduction	44
III.1 Sources du décalage fréquentiel	44
III.1.1 Imperfection des oscillateurs locaux	44
III.1.2 Effet Doppler	45
III.2 Décalage total de la fréquence	46
III.3 Effet du décalage fréquentiel sur l'orthogonalité	46
III.4 Effet du décalage fréquentiel sur les symboles OFDM	47
III.5 Impact du décalage fréquentiel sur les Performances	50
III.5.1 Rapport porteuse à interférence (CIR)	50
III.5.2 Rapport signal à bruit (SNR)	51
III.5.3 Dégradation du SNR	53
III.6 Algorithmes de réduction des ICI	54
III.6.1 ICI Self Cancellation	54
III.6.1.1 Modulation de la ICI Cancellation	55
III.6.1.2 Démodulation de la ICI Cancellation	56
III.6.1.3 Performances de la ICI Cancellation	57
III.6.2 Symmetric Symbol Repetition	59
III.6.2.1 Modulation de la Symmetric Symbol Repetition	59
III.6.2.2 Démodulation de la Symmetric Symbol Repetition	59
III.6.2.3 Performances de la Symmetric Symbol Repetition	60
III.6.3 Comparaison entre les deux méthodes	61
Conclusion	64

Chapitre IV : *Limites de l'utilisation de l'OFDM*

Introduction	66
IV.1 Travaux connexes	66

Table des matières

IV.2	Décalage de la fréquence porteuse	68
IV.3	OFDM affecté par le CFO	70
IV.4	OFDM dans le cas mobile	71
IV.5	Evaluation des performances	73
IV.5.1	CIR	73
IV.5.2	Rapport signal à bruit (SNR)	72
IV.6	Résultats de la simulation	80
	Conclusion	83
	Conclusion générale	86
	Production scientifique	88
	Annexes	89
	Bibliographie	95

Liste des figures

Figure I. 1	Schéma d'un système de transmission numérique	9
Figure I. 2	Constellation des modulations MAQ-4, MAQ-16 et MAQ-64 [26]	12
Figure I. 3	Principe de la propagation en espace libre (modifiée de [11])	13
Figure I. 4	Scénario typique de propagation radio-mobile [30]	15
Figure I. 5	Principe de la réflexion	15
Figure I. 6	Principe de la réfraction [11]	16
Figure I. 7	Phénomène de diffraction	16
Figure I. 8	Principe de la diffusion [11]	17
Figure I. 9	Schéma du déplacement d'un mobile [11]	20
Figure I. 10	Schéma de réception radio mobile de plusieurs trajets	21
Figure II. 1	Principe de l'OFDM	28
Figure II. 2	Sinusoïdes orthogonales	29
Figure II. 3	Spectre d'une sous porteuse OFDM	30
Figure II. 4	Spectre d'un signal OFDM à 8 sous porteuses	31
Figure II. 5	Schéma bloc d'un système OFDM	32
Figure II. 6	Modulateur OFDM	33
Figure II. 7	Démodulateur OFDM	33
Figure II. 8	Insertion du cyclique préfixe	34
Figure II. 9	Insertion de l'Intervalle de garde pour minimiser les ISI	35

Figure II. 10	Spectre d'une sous porteuse OFDM	36
Figure II. 11	Spectre de 6 sous porteuses orthogonales entre eux	36
Figure II. 12	Spectre fréquentiel de : a) 8 canaux utilisant la FDM où ils sont séparés par un intervalle. b) le spectre de l'OFDM où les sous porteuse [2]	37
Figure II. 13	Réponse fréquentielle du canal invariant localement	38
Figure III. 1	Décalage total normalisé pour $T_s = 224\mu s$, $f_p = 5Ghz$ et un faible décalage $\epsilon_0 = 0.05$ (modifié de [56])	46
Figure III. 2	Décalage de fréquence Δf [82]	47
Figure III. 3	Spectre de quatre sous porteuses : (a) en absence du décalage, (b) en présence du décalage	47
Figure III. 4	Principe d'un système OFDM	48
Figure III. 5	Amplitude des coefficients complexes	49
Figure III. 6	Amplitude des coefficients complexes pour : (a) $N = 16$, (b) $N = 64$	50
Figure III. 7	Evolution du CIR en fonction de ϵ_T	51
Figure III. 8	Evolution du SNR en fonction de ϵ_T	52
Figure III. 9	Evolution du SNR en fonction de SNR_0 en présence de ϵ_T	53
Figure III. 10	Dégradation du SNR en fonction du décalage total	54
Figure III. 11	Comparaison entre $ S(1 - k) $, $ S'(1 - k) $, $ S''(1 - k) $ pour $N = 64$, $\epsilon_T = 0.3$	56
Figure III. 12	Comparaison entre l'OFDM et ICI Self Cancellation en termes de CIR	57
Figure III. 13	SNR de la ICI Self Cancellation en fonction du ϵ_T	58
Figure III. 14	Comparaison entre l'OFDM et la SSR en termes de CIR	60
Figure III. 15	SNR de la Symmetric Symbol Repetition en fonction du ϵ_T	61
Figure III. 16	Comparaison entre les deux algorithmes étudiés en termes de CIR	62
Figure III. 17	Gain en CIR des deux algorithmes	63

Figure III. 18	Différence du SNR entre les deux méthodes	64
Figure IV. 1	Schéma bloc d'un système OFDM affecté par le décalage de la fréquence porteuse	70
Figure IV. 2	Influence de l'accélération sur l'amplitude du signal désiré	72
Figure IV. 3	Influence de l'accélération sur l'amplitude des interférences	73
Figure IV. 4	CIR en fonction de la vitesse	75
Figure IV. 5	Evolution du CIR au cours du temps pour deux cas d'accélération	76
Figure IV. 6	Influence de la variation de la vitesse sur l'évolution du SNR	77
Figure IV. 7	Dégradation du SNR en fonction de la vitesse	78
Figure IV. 8	Evolution du SNR au cours du temps	79
Figure IV. 9	Dégradation du SNR au cours du temps pour un SNR₀ = 15dB	80
Figure IV. 10	BER en fonction du SNR pour différentes vitesses	81
Figure IV. 11	BER en fonction de la vitesse	82
Figure IV. 12	Évolution du BER au cours du temps pour un SNR = 15dB	82
Figure IV. 13	BER en fonction du temps pour SNR = 15dB	83

Liste des tableaux

Tableau I.1	Sélectivité du canal	19
Tableau IV. 1	Décalage Doppler normalisé ϵ_d en fonction de la vitesse $\mathbf{v}$ et l'angle α [56]	69

Liste des acronymes

3G LTE	<i>Third Generation Long-Term Evolution</i>
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
4G	<i>4th Generation</i>
5G	<i>5th Generation</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWGN	<i>Additif White Gaussien Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CAN	<i>Convertiseur analogique numérique</i>
CE	<i>Cyclic Extension</i>
CFO	<i>Carrier Frequency Offset</i>
CIR	<i>Carrier Interference Ratio</i>
CNA	<i>Convertiseur numérique analogique</i>
COFDM	<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting- Terrestrial</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>

ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineer</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i>
LOS	<i>Line Of Sight</i>
LTE	<i>Long-Term Evolution</i>
MC-CDMA	<i>Multi-Carriers-Code Division Multiple Access</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
NLOS	<i>Non Line Of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access</i>
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
PCC	<i>Polynomial Cancellation Coded</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
SC	<i>Self-Cancellation</i>
SC-FDMA	<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
SDR	<i>Soft-Defined Radio</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SSR	<i>Symmetric Symbol Repetition</i>
TGV	<i>Train à grande vitesse</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
VOFDM	<i>Vector OFDM</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WOFDM	<i>Wideband Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>

Introduction Générale

Introduction Générale

Ces derniers temps, dans un monde de très grande mobilité, la vitesse et la capacité des systèmes de transmissions sont devenues des éléments essentiels, elles permettent de maintenir la communication entre les gens du monde entier.

Les principaux défis des futurs systèmes de communications sont les effets néfastes des canaux radio sans fil tels que l'évanouissement et le Doppler. La modulation multi porteuse, telle que le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM), est une technique assez puissante pour gérer les dégradations spécifiques au canal radio sans fil.

Le système de l'OFDM a été suggéré pour la première fois au cours de la Seconde Guerre mondiale et a été progressivement étudié pour être utilisé comme modem à haut débit et pour la communication mobile numérique.

Il y a environ 60 ans, Doelz et al. [1] ont publiés l'idée de diviser les données de transmission en nombreux flux binaires entrelacés et de moduler de nombreuses porteuses [2, 3]. Puis Chang [4], dans les années 1960, a présenté l'idée de base de la modulation multi porteuse. Mais c'est Weinstein et Ebert [5] qui l'ont porté à son terme. Ils ont montré comment appliquer la transformée de Fourier discrète (Discrete Fourier Transform DFT) pour effectuer la modulation et la démodulation en bande de base et d'augmenter et d'améliorer l'efficacité de celles-ci [6, 7].

Après des années de développement, la méthode efficace de la mise en œuvre de l'OFDM basée sur la transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform FFT) a encouragée l'OFDM à être adoptée dans de nombreuses applications actuelles telle que [3, 8, 9] la diffusion audio numérique (Digital Audio Broadcasting DAB), la diffusion vidéo numérique (Digital Video Broadcasting DVB), les réseaux locaux sans fil (Wireless Local Area Network WLAN), la 4^{ème} et la 5^{ème} génération de mobiles. Cependant, en raison de la grande compétence avec une bande passante élevée et de sa capacité à des débits de données

élevées et de sa robustesse par rapport à la propagation des retards par trajets multiples, l'OFDM a été sélectionné pour toutes ces applications [3, 8, 10, 11].

Contrairement à la modulation mono porteuse, les modulations multi porteuses sont extrêmement sensibles aux décalages de fréquence porteuse (Carrier Frequency Offset CFO) générés principalement par les imperfections des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur et d'autre part par l'effet Doppler du canal résultant de la mobilité relative de l'émetteur/récepteur [12-14]. Ces décalages détruisent l'orthogonalité entre les sous-porteuses du signal OFDM, en conséquence, ils en résultent des interférences inter porteuses (Inter Carrier Interference ICI) responsables de la dégradation considérable des performances du système [5].

Ce problème a motivé les chercheurs à développer plusieurs solutions garantissant la réduction de ces effets néfastes sur les systèmes OFDM. La première et la plus célèbre de ces algorithmes est la méthode d'ICI Self Cancellation proposée pour la première fois par Zhao et Haggman [12, 15]. En effet, elle n'exige pas la connaissance du canal et elle n'a donc pas besoin d'être estimé. Après ce premier pas, il s'en est suivie d'un certain nombre d'algorithmes [13, 16-24], tous s'inspirant du même principe.

La plus part de ces solutions traitent le CFO comme un seul paramètre qui est considéré comme constant au cours du temps. Dans [25], le décalage est divisé en deux parties : partie statique et partie dynamique. Le décalage statique dépend de la qualité des oscillateurs locaux et est indépendant du temps. Le décalage dynamique est lié étroitement à la variation de la vitesse relative au cours du temps.

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'impact du changement de la vitesse sur les performances du système dans le but de pouvoir l'intégrer dans les futurs systèmes embarqués. Une nouvelle approche pour les systèmes OFDM à des vitesses variables est dérivée.

Le présent travail est divisé en quatre chapitres. Les dispositions pour ces chapitres sont les suivantes:

Chapitre1, constitue une introduction aux transmissions numériques et aux notions de base qui serviront au cours de ce mémoire. La structure de la chaîne de transmission ainsi que

la modulation utilisée dans ce contexte y sont présentées. Ce chapitre donne une description des différents mécanismes de propagations, y compris la propagation par trajets multiples, le décalage Doppler, les canaux d'évanouissement.

Chapitre 2 présente un résumé de l'histoire de l'OFDM, introduit les concepts de base qui seront nécessaires dans les prochains chapitres, explique les caractéristiques et les paramètres de conception typiques d'un système OFDM, mentionne certains de ses avantages et inconvénients par rapport aux autres techniques ainsi que les domaines d'utilisation.

Comme les systèmes OFDM sont très sensibles au CFO, même un petit décalage dans un système OFDM peut conduire à une énorme erreur ; le **chapitre 3** sera consacré à l'étude de ce problème. Nous avons présenté les différentes causes du CFO ainsi que les interférences inter porteuse qui en résultent. L'impact de ce décalage sur les performances du système est analysé. Afin de minimiser ces effets indésirables, de nombreux algorithmes ont été développés. Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à deux entres eux pour être étudiées et comparées afin d'approuver laquelle des deux méthodes est la plus performante vu qu'elles ont le même débit.

Comme nous avons déjà mentionné précédemment, le seul paramètre susceptible de varier au cours du temps, est l'effet Doppler qui est lié à la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur. Le **Chapitre 4** a pour objectif d'analyser l'impact de la variation de la vitesse sur l'évolution des performances du système OFDM. Les limites de la modulation OFDM sont représentées dans un trajet en vue directe (Ligne Of Sight LOS), où le mobile est soumis à différents types d'accélération.

Enfin, un résumé des travaux accomplis dans cette recherche et des suggestions d'études complémentaires sont données à la conclusion.

Chapitre I

*Introduction à la transmission
numérique*

Introduction

Généralement, tout système de communication comprend trois parties: l'émetteur, le récepteur et le canal entre eux qui permet la liaison. Contrairement à l'émetteur et au récepteur, qui peuvent être conçus pour donner au système un meilleur compromis entre la fiabilité et l'efficacité, le canal radio mobile ne peut pas être conçu. Cependant, une connaissance fiable du canal de propagation est le fondement de la conception et de l'analyse de tout système de communication [26]. Ce chapitre tentera de fournir une explication conceptuellement simple d'un ensemble de concepts autour des systèmes de communications numériques. Nous allons commencer par décrire le système de communication numérique qui est constitué principalement d'une source binaire, d'un destinataire et d'un canal de transmission assurant l'acheminement de l'information entre ces deux. Le signal capté par le récepteur n'est en général pas identique au signal émis. Celui-ci a pu subir des déformations dépendantes de la nature du canal de transmission. Toutes les origines de ces déformations seront détaillées dans cette partie.

I.1 Description d'un système de communication numérique

I.1.1 Chaîne de transmission numérique

Le but d'une communication numérique est de véhiculer l'information sous formes numériques entre une source et un ou plusieurs destinataires en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique [27]. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, soit d'origine analogique (parole, image, texte...), mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est de transmettre l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions. Si le message généré par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire [28, 29]. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires

non significatifs dans le but d'augmenter l'efficacité de la transmission et d'optimiser l'utilisation des ressources du système.

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est entaché par le bruit et déformé par des interférences, ce qui génère des erreurs au niveau du récepteur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur du canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est connu sous le nom de codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Toutefois, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission, et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information, le codage du canal n'est faisable que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission [27].

Au niveau de la sortie du codeur du canal, la séquence d'information binaire est injectée dans un modulateur numérique, qui forme une interface avec le canal de communication en donnant une contenance physique au signal. À chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base sur une fréquence porteuse [30].

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour transmettre l'information de l'émetteur au récepteur, celui-ci diffère en fonction du type d'application envisagée. Dans le cadre de notre étude, nous considérons plutôt les transmissions radio mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Lors de la propagation du signal, quel que soit le support employé, celui-ci souffre des dégradations d'origines diverses, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique induit par les appareils électroniques, ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre. À la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles utilisées à l'émission, ce qui permet au destinataire de récupérer l'information binaire initiale.

I.1.2 Structure d'une chaîne de transmission

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné par la figure I.1 [26] où l'on se limite aux fonctions de base :

- **La source** : Elle émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- **Le codeur** : peut éventuellement supprimer des éléments non significatifs (compression des données ou codage de source), ou au contraire ajouter de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (codage de canal). Le codage de canal n'est possible que si le débit de la source est inférieur à la capacité du canal de transmission (la probabilité d'erreur P_e tend dans ce cas vers une valeur nulle d'après les travaux de Shannon [10, 31, 32]).
- **Le modulateur numérique** : le message numérique étant une suite d'éléments binaires sera associée à une représentation physique sous la forme d'un signal. La modulation consiste à associer à chaque élément ou groupes d'éléments, une forme d'onde selon une loi de modulation, le tout formant alors un signal susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base. Chaque forme d'onde associée à un groupe de bits est appelée « symbole ».
- **Le canal de propagation** : le modèle bande de base du canal de propagation décrit donc le support physique utilisé pour transmettre l'information de l'émetteur au récepteur.
- **Le démodulateur** : le signal est ré-amplifié et démodulé, c'est-à-dire faire une nouvelle transposition de fréquence afin d'obtenir le signal en bande de base.
- **Le décodeur** : consiste à faire les opérations inverses du codeur afin de retrouver l'information binaire initiale.

Les performances du système de transmission dépendent donc de nombreux paramètres comme les caractéristiques du canal, la puissance d'émission, le choix du codage ou encore la forme d'onde utilisée.

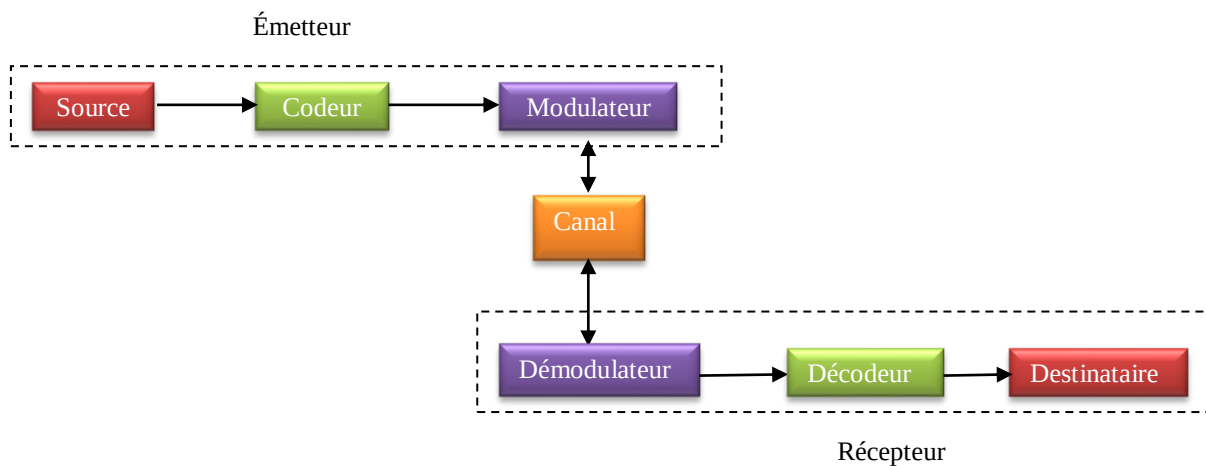


Figure I. 1 Schéma d'un système de transmission numérique

I.2 Les modulations numériques

La modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) ou en anglais Quadrature Amplitude Modulation (QAM) est choisie pour être la modulation numérique utilisée dans le système OFDM. Par conséquent, avant de procéder à la conception et à l'évaluation de la modulation OFDM, une étude sur la MAQ est nécessaire.

I.2.1 Modulation

La modulation facilite le transfert de l'information sur un canal de transmission. La voix ne peut pas être envoyée à de grandes distances. Le procédé de conversion d'informations (voix dans ce cas), de sorte qu'il peut être envoyé avec succès à travers un milieu (ondes fil ou par radio) est appelé modulation. Il existe deux types de modulation : la modulation analogique et numérique. Dans la modulation analogique, la modulation est appliquée à la porteuse ou sous-porteuse proportionnellement au signal à transmettre, en modifiant l'amplitude ou l'argument de l'onde sinusoïdale tandis que dans la modulation numérique, une séquence porteuse d'information à un symbole discret dans le temps (signal numérique) est appliquée sur un support de forme d'onde en temps continu pour la transmission [33].

I.2.2 Modulation numérique

Actuellement, la modulation numérique est beaucoup plus utilisée par rapport à la modulation analogique. La modulation numérique offre une plus grande capacité d'information, une compatibilité avec les services de données numériques, un niveau de sécurité des données plus élevé, des communications de meilleure qualité, et une disponibilité du système plus rapide [33]. Le spectre de la radio fréquence (Radio Frequency RF) doit être partagé entre les différents utilisateurs, or la demande des services de communication augmente de façon journalière. Les techniques de modulation numériques ont une plus grande capacité de transmissions d'informations par rapport à la modulation analogique.

Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse de forme sinusoïdale d'expression générale [28]:

$$S(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (I. 1)$$

Dans un premier lieu, on distingue trois familles de modulation numériques utilisant l'amplitude, la phase et la fréquence du signal modulé :

- **Modulation à déplacement d'amplitude MDA :** (Amplitude Shift Keying ASK) elle consiste de faire varier l'amplitude du signal porteur.
- **Modulation à déplacement de phase MDP :** (Phase Shift Keying PSK) le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse.
- **Modulation à déplacement de fréquence MDF :** (Frequency Shift Keying FSK) c'est la fréquence instantanée, la dérivée de la phase instantanée, qui peut prendre plusieurs valeurs associées aux états possibles.

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un symbole qui prend $M = 2^n$ valeurs, ce qui permet d'associer à un état de modulation, un mot de n éléments binaires.

L'ensemble de ces symboles est appelé alphabet et forme une constellation caractéristique pour chaque modulation [28].

I.2.3 Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

La modulation d'amplitude en quadrature ou MAQ est une forme de modulation qui est largement utilisée pour moduler les signaux de données sur une porteuse utilisée pour les communications radio. Elle est largement utilisée, car elle offre des avantages par rapport à d'autres formes de modulation de données telles que la PSK, bien que de nombreuses formes de modulation de données fonctionnent côte à côte [29].

La MAQ est un signal dans lequel deux porteuses décalées en phase de 90 degrés sont modulées et la sortie résultante consiste à la fois en variations d'amplitude et de phase. Compte tenu du fait que les variations d'amplitudes et de phases sont présentes, elle peut également être considérée comme un mélange de modulation d'amplitude et de phase [26].

Une motivation pour l'utilisation de la MAQ vient du fait qu'un signal modulé en amplitude rectiligne, c'est-à-dire une bande latérale double, même avec une porteuse supprimée, occupe deux fois la bande passante du signal de modulation. C'est un gaspillage du spectre de fréquences disponible. La MAQ restaure la balance en plaçant deux signaux de porteuse indépendants à double bande latérale supprimée dans le même spectre qu'un signal de porteuse ordinaire à double bande latérale supprimée [28].

La modulation d'amplitude en quadrature lorsqu'elle est utilisée pour la transmission numérique, pour les applications de radiocommunications, est capable de supporter des débits de données plus élevés que les schémas modulés en amplitude et les schémas modulés en phase. Comme avec la modulation par déplacement de phase, le nombre de points sur lesquels le signal peut reposer, c'est-à-dire le nombre de points sur la constellation, est indiqué dans la description du format de modulation, par ex. MAQ- utilise une constellation de 16 points.

Lors de l'utilisation de MAQ, les points de la constellation sont normalement disposés dans une grille carrée avec des espacements verticaux et horizontaux égaux. Les formes les plus courantes de MAQ utilisent donc une constellation avec un nombre de points égal à 2, 4, 16, 64 comme le représente la figure I.2.

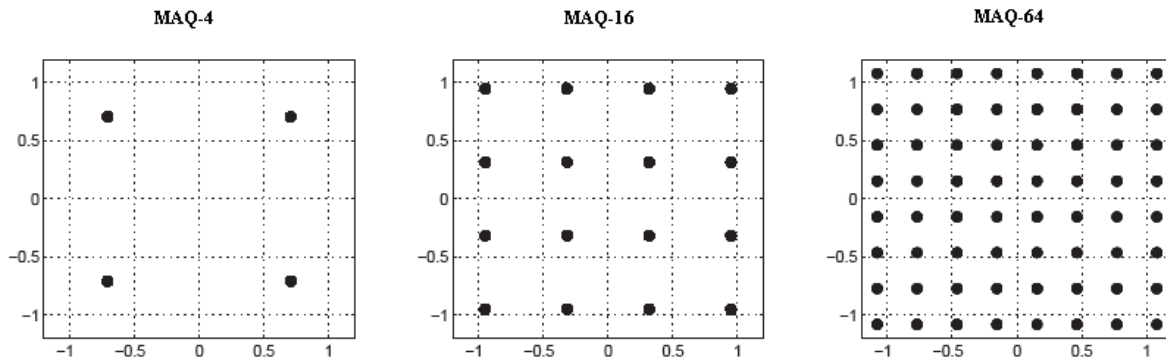


Figure I. 2 Constellation des modulations MAQ-4, MAQ-16 et MAQ-64 [26]

I.3 Canal de Propagation

Le but des systèmes de communications numériques est de transmettre un flux de données, porté par un signal à haute fréquence, d'un point à un autre. L'environnement physique par lequel ce flux passe est appelé un canal.

Le canal de transmission garantit le lien entre l'émetteur et le récepteur qui permet le transfert de l'information. La connaissance des mécanismes mis en jeu est essentielle pour la conception d'une chaîne de communication et pour l'estimation des performances optimales. La notion de canal de transmission, dépendante de l'application et de la spécialité étudiées, s'étend sur une partie variable de la chaîne de communication. Dans le domaine des réseaux sans fils, le canal de propagation radioélectrique, caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique entre différents points de l'espace, occupe une place particulière puisqu'il constitue l'élément irréductible commun à tous les autres canaux. Son étude apparaît donc comme un préliminaire incontournable. Le canal de transmission radio mobile est un des intermédiaires de communication les plus variables et les plus difficile à contrôler [34].

Lors du parcours d'un trajet entre l'émetteur et le récepteur, les ondes radioélectriques sont soumises aux nombreuses irrégularités de forme, de caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité du milieu traversé qui ont un effet néfaste sur la qualité du signal. C'est pourquoi les transmissions hertziennes ont pour propriété de se modifier en temps et en espace, souvent avec des variations très importantes dues à plusieurs phénomènes de propagation. Les différents phénomènes de dégradation des performances d'une liaison radio

mobile dépendent des caractéristiques du canal de transmission. L'étude de ces caractéristiques présente un intérêt certain, elle est approfondie dans cette partie.

I.4 Mécanisme de propagation

I.4.1 Propagation en espace libre

Le modèle de propagation en espace libre est utilisé pour prévoir la puissance du signal reçu lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe. Dans ce modèle, il n'existe qu'un seul trajet entre l'émetteur et le récepteur et aucun obstacle ne se trouve sur la trajectoire des ondes électromagnétiques, ce qui est connu sous le nom LOS.

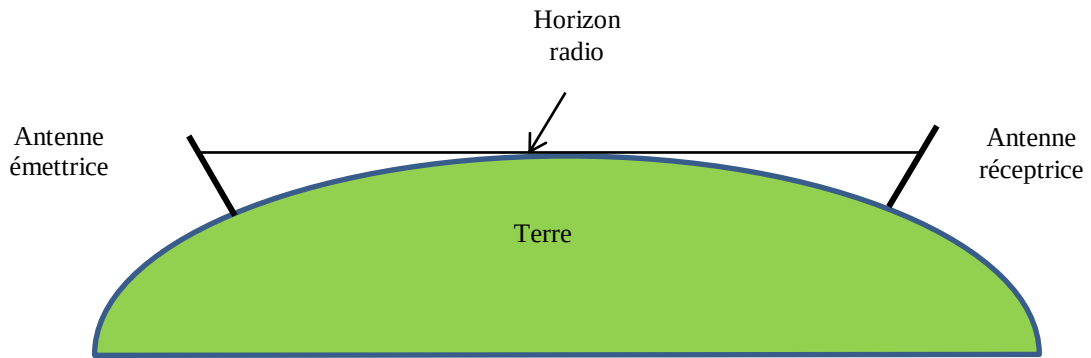


Figure I. 3 Principe de la propagation en espace libre (modifiée de [11])

En considérant une antenne d'émission située en espace libre et caractérisée par un gain G_E , dans la direction de l'antenne de réception, et par une puissance P_E ; la densité de puissance W , présente à une distance d , est donnée par l'équation suivante [11, 34]:

$$W = \frac{P_E G_E}{4\pi d^2} \quad (I. 2)$$

Cette densité de puissance W est reliée à la puissance P_R du signal détecté aux bornes d'une antenne réceptrice de gain G_R par la relation suivante:

$$P_R = W * A = \frac{P_E G_E}{4\pi d^2} * \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad (I. 3)$$

Où A et λ représentent respectivement l'aire effective de l'antenne de réception et la longueur d'onde émise. Utilisant les équations (I.2) et (I.3), on peut déduire la formule de Friis, qui permet de calculer l'atténuation en espace libre d'un signal [30] :

$$\frac{P_R}{P_E} = G_E G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = G_E G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (I. 4)$$

D'où la relation, entre la longueur d'onde λ , la fréquence f et la vitesse de propagation ($\lambda = \frac{c}{f}$), est utilisée. On peut exprimer cette expression en décibel (dB), elle devient [26] :

$$PL(f, d) = 20 \log_{10} \frac{4\pi f d}{c} - G_E(f) - G_R(f) \quad (I. 5)$$

Avec :

$PL(f, d)$ rapport entre la puissance émise et la puissance reçue ($\frac{P_E}{P_R}$), soit l'affaiblissement du canal de transmission en fonction de la distance d et de la fréquence f .

d La distance entre l'émetteur et le récepteur.

I.4.2 Propagation par trajet multiple

Dans la plupart des cas réels, la propagation n'a pas lieu en espace libre, car de nombreux obstacles naturels se trouvent sur le trajet des ondes électromagnétiques. Dans la plupart du temps, le trajet direct n'existe pas, il est obturé par des obstacles. En milieu urbain, il y a de nombreux obstacles entre l'émetteur et le récepteur. L'onde reçue est diffusée en une somme d'un nombre fini d'ondes secondaires en raison des phénomènes correspondants à l'onde électromagnétique, telles que la diffraction et la réflexion par la surface de la terre et les obstacles artificiels (bâtiments élevés, tunnel, ...) ou naturels (montagnes, forêts,...) [26, 35]. La différence des réponses du signal arrivant au récepteur à des instants différents est l'origine de la notion trajets multiples (multipaths) qui est la caractéristique principale du canal de propagation radio mobile. Dans le cas où le trajet en visibilité directe (LOS) n'est pas toujours disponible ; ce sont les trajets en non-visibilité, ou Non Line Of Sight (NLOS), qui permettent la communication radio. Les signaux issus des différents trajets subissent des atténuations, des retards et des déphasages [29]. Ce scénario est illustré par la figure I. 4.

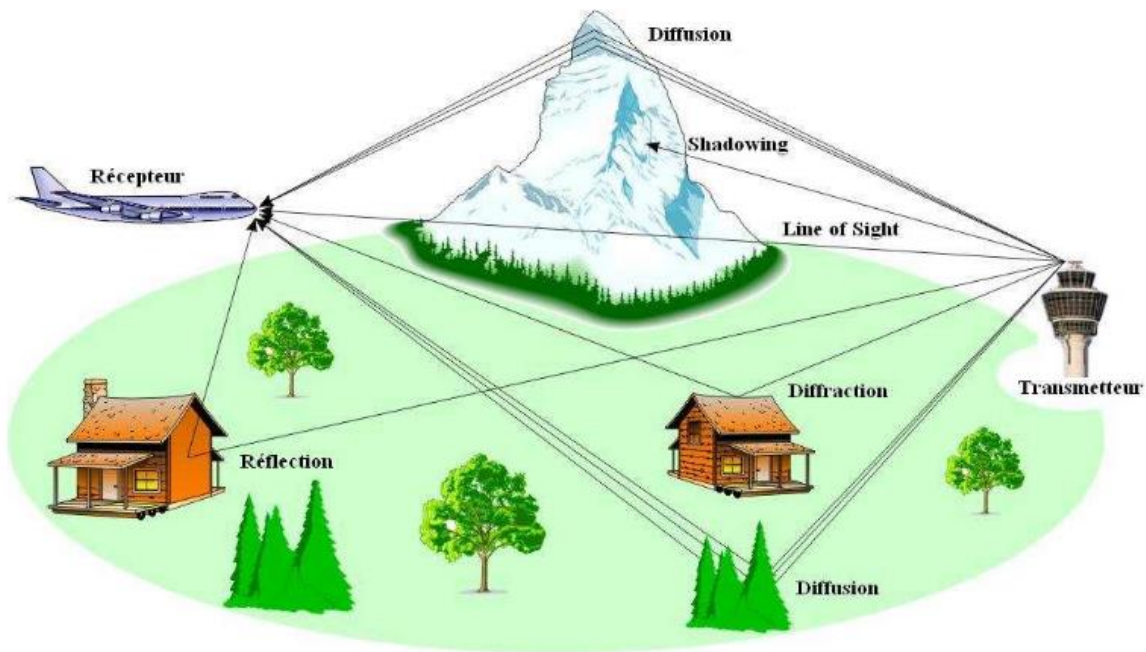


Figure I. 4 Scénario typique de propagation radio-mobile [30]

I.5 Effet des obstacles sur les signaux

Lors de son déplacement vers l'antenne réceptrice, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. Elle sera affectée différemment selon la taille de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde λ , sa nature et sa forme. Il est d'usage de classer les phénomènes résultants en quatre catégories :

- **Réflexion** : elle se produit quand une onde électromagnétique rencontre un obstacle, généralement plane de grande dimension comparée à la longueur d'onde (λ) du signal [8], par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs.

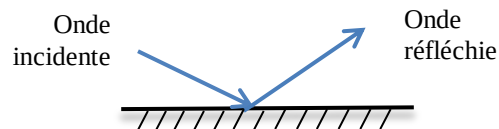


Figure I. 5 Principe de la réflexion

- **Transmission** : encore appelé réfraction, traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle.

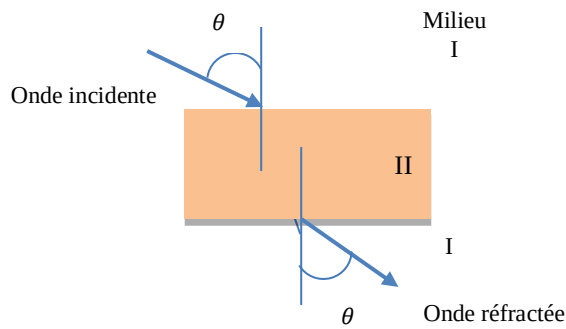


Figure I. 6 Principe de la réfraction [11]

- **Diffraction :** elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dense (de dimensions très grandes par rapport à sa longueur d'onde (λ)) sur les coins irréguliers. Ce phénomène permet à une partie de l'énergie des ondes d'être reçue dans une zone derrière l'obstacle qui normalement devrait être dans l'ombre. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle (Shadowing) [34, 35]. Par exemple, cela permet à un récepteur radio de recevoir un faible signal même s'il est derrière une montagne.

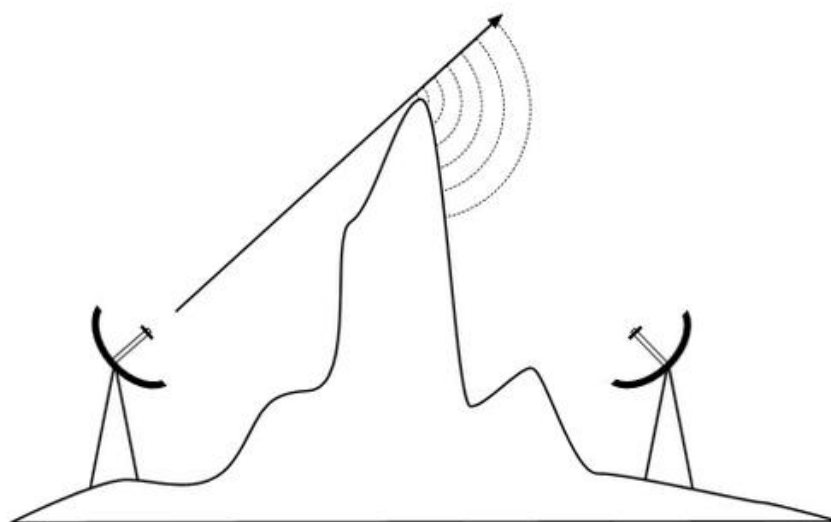


Figure I. 7 Phénomène de diffraction

Il est à noter qu'avec la diffraction il y a une perte de puissance : l'énergie de l'onde diffractée est significativement plus faible que celle du front d'ondes qui l'a causé.

- **Diffusion** : la présence d'obstacle dont la surface présente des irrégularités avec des dimensions comparables ou inférieures à la longueur d'onde donne naissance au phénomène de diffusion [34]. L'énergie incidente sera rayonnée dans toutes les directions [36].

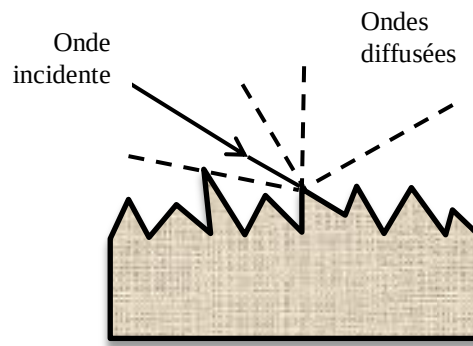


Figure I. 8 Principe de la diffusion [11]

I.6 Caractéristiques du canal radio mobile

Le canal radio mobile est différent et beaucoup plus imprévisible que le canal filaire en raison de plusieurs facteurs tels que les trajets multiples, le décalage Doppler et le temps de dispersion. Ces facteurs sont tous liés à la variabilité introduite par la mobilité de l'utilisateur et la diversité des conditions de l'environnement. Avant de détailler tous ces concepts, nous avons jugé utile de donner quelques définitions sur les différents paramètres utilisés par la suite.

I.6.1 Étalement temporel

L'étalement temporel noté T_m est défini par la différence entre le plus grand et le plus petit des retards. Pour éviter les interférences inter symboles, il faut que T_m soit plus grand que le temps T_S d'un symbole.

I.6.2 Bande de cohérence

La bande de cohérence d'un canal notée B_C , correspond à la gamme de fréquence sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables. Cette bande de cohérence est définie comme suit [37]:

$$B_C = \frac{1}{T_m} \quad (I. 6)$$

I.6.3 Étalement fréquentiel

L'étalement fréquentiel correspond à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence, il est noté B_m .

I.6.4 Temps de cohérence

On représente par T_C le temps de cohérence du canal, durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. En notant que T_C , est de la même grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel [37] :

$$T_C = \frac{1}{B_m} \quad (I. 7)$$

I.6.5 Sélectivité d'un canal

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il ne se comporte pas identiquement suivant la fréquence du signal. Certaines fréquences seront transmises plus rapidement que d'autres, ou encore seront atténuées plus que d'autres. Le signal sera alors déformé lors de la transmission : les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles [36, 38, 39].

Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets multiples pour un même signal transmis. Du fait des nombreuses réflexions que le signal peut subir en environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Cette problématique du canal à trajets multiples est critique dans le cas d'un canal radio mobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes relativement [30].

Selon le rapport entre la bande occupée par le signal (B_s) et la bande de cohérence (B_C), quatre cas peuvent se présenter [36]:

- 1- $B_s < B_C$, ce qui implique que la durée de symbole T_s est supérieure à T_m , dans ce cas les fréquences du spectre du signal subissent la même atténuation où amplification et le canal est dit non sélectif en fréquence (ou dit plat dans le domaine fréquentiel).
- 2- $B_s > B_C$, ce qui implique que la durée de symbole T_s est inférieure à T_m , ce qui produit des interférences inter symboles, dans ce cas les évanouissements fréquentiels n'atténuent qu'à certaines composantes du spectre, et le canal est dit sélectif en fréquence.
- 3- $T_s < T_C$, ce qui implique que $B_s > B_m$. Lorsque la durée de symboles est inférieure au temps de cohérence, le canal de propagation est dit à évanouissement lent (slow fading) et le canal est non sélectif en temps.
- 4- $T_s > T_C$, ce qui implique que $B_s < B_m$, par opposition de cas précédent, le canal est dit à évanouissement rapide (fast fading) et alors il est sélectif en temps.

On peut récapituler toutes ces notions sous le tableau suivant [38]:

B_s	B_C	Canal non sélectif en temps $T_C > T_s$ Canal sélectif en fréquence $B_s > B_C$	Canal sélectif en temps $T_C < T_s$ Canal sélectif en fréquence $B_s > B_C$
		Canal non sélectif en temps $T_C > T_s$ Non sélectif en fréquence $B_s < B_C$	Canal sélectif en temps $T_C < T_s$ non sélectif en fréquence $B_s < B_C$
		T_C	T_s

Tableau I. 1 Sélectivité du canal

I.7 Effet Doppler

L'effet Doppler est l'un des plus importants paramètres qui gêne la transmission sur un canal radio mobile. Lorsque le récepteur est en mouvement relatif par rapport à l'émetteur, le signal reçu est sujet à un décalage fréquentiel appelé « Effet Doppler », qui dépend de la vitesse du mobile (v), la longueur d'onde (λ) et de l'angle incidente (α) formé par le vecteur de vitesse et la direction de l'onde électromagnétique (voir Figure I.9). Le décalage Doppler observé est égal à [11, 33] :

$$f_D = f_p \frac{v}{c} \cos \alpha = \frac{v}{\lambda_p} \cos \alpha \quad (I. 8)$$

Où f_D est la fréquence Doppler. f_p , λ_p représentent respectivement la fréquence et la longueur d'onde de la porteuse désignée. c étant la vitesse de l'onde électromagnétique dans le vide $c = 3.10^8 m.s^{-1}$.

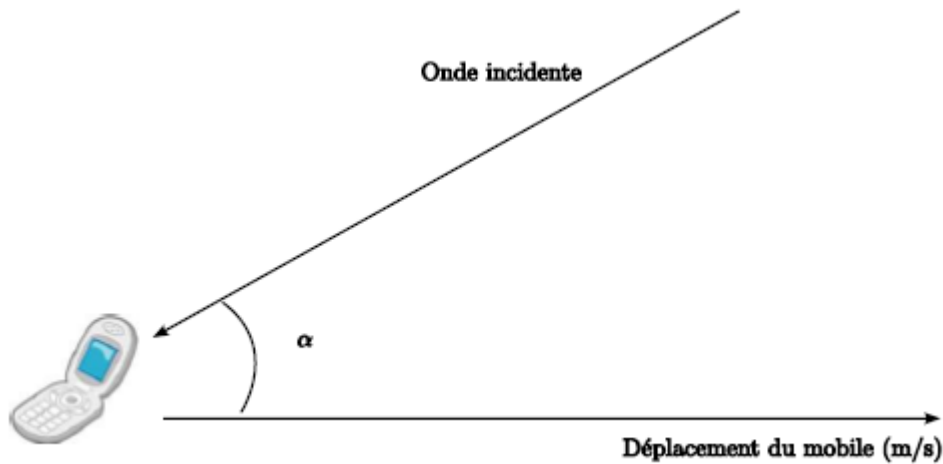


Figure I. 9 Schéma du déplacement d'un mobile [11]

Donc, la fréquence de l'onde reçue subit un changement qui est défini comme suit :

$$f = f_p + f_D \quad (I. 9)$$

Suivant la valeur de l'angle incidente α , le décalage Doppler est échelonné sur l'intervalle $[f_{D_{min}}; f_{D_{max}}]$, où $f_{D_{min}}$, $f_{D_{max}}$ représentent respectivement le décalage Doppler minimale calculé à $\alpha = 180^\circ$ et le décalage Doppler maximale calculé à $\alpha = 0^\circ$ qui sont donné par les relations suivantes [34]:

$$f_{D_{min}} = -f_p \frac{v}{c} \quad (I. 10)$$

$$f_{D_{max}} = f_p \frac{v}{c} \quad (I. 11)$$

Dans le cas de propagation à trajets multiples, L'effet Doppler affecte chaque trajet (figure I.10) avec un angle d'incidence différent, notée α_n associée au $n^{ième}$ trajet. Le mobile reçoit les ondes issues d'un même signal dans toutes les directions possibles α_n . L'onde reçue dans la direction α_n subit un décalage de fréquence égal $f_p \frac{v}{c} \cos \alpha_n$ et le signal reçu par le mobile est la somme de toutes ces ondes.

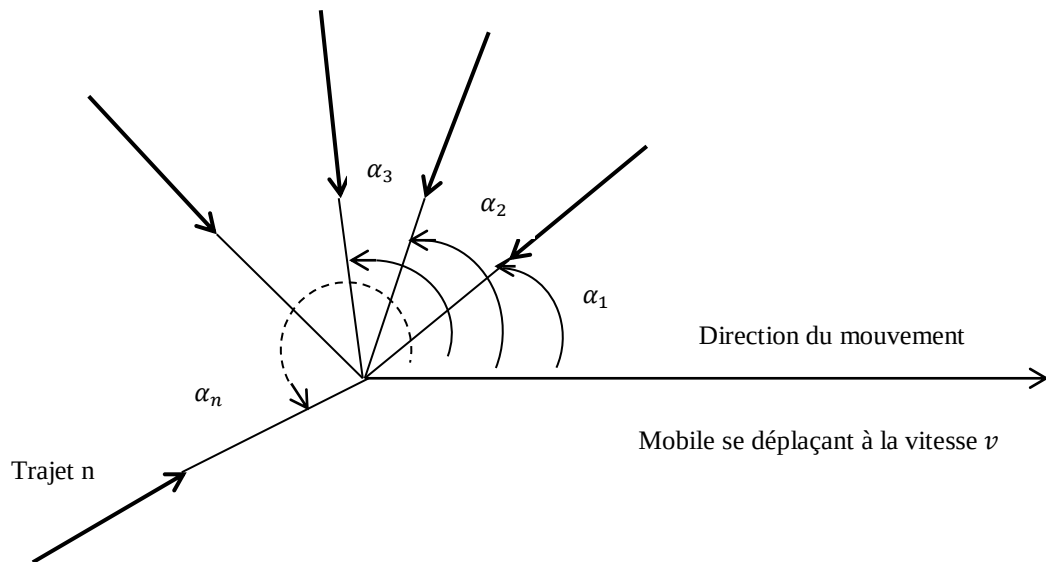


Figure I. 10 Schéma de réception radio mobile de plusieurs trajets

I.8 Canal à bruit blanc additif gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour les simulations est le canal à bruit blanc gaussien, il modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû au composant électronique) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne par exemple). Il est caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ^2 et de densité spectrale de puissance $\Phi = \frac{N_0}{2}$. L'effet de l'atténuation de canal peut être intégré à ce modèle. Lorsque l'atténuation du signal par le canal existe, alors, le signal reçu devient :

$$y(t) = Ax(t) + n(t) \quad (I. 12)$$

Où A est le facteur d'atténuation et $n(t)$ le bruit additif.

I.9 Évanouissement

Le résultat du multi trajet et du décalage Doppler est l'évanouissement. Ce dernier est la variation rapide de la puissance du signal sur une courte distance ou un intervalle de temps où l'atténuation à grande échelle est constante. Un évanouissement peut être plat ou sélectif en fonction de la structure des trajets multiples du canal, et lent ou rapide en fonction de l'effet Doppler [11].

L'évanouissement plat se produit lorsque la bande passante du signal est inférieure à la bande passante de cohérence. Ce type d'évanouissement est commun, et certains systèmes de communication sont conçus spécifiquement pour fonctionner en mode bande passante très étroite. Si la bande passante du signal est plus large que la bande passante de cohérence, différentes fréquences subissent à un évanouissement indépendant et des interférences inter symboles (ISI) résultent [40].

La rapidité avec laquelle le canal se change par rapport à la variation du signal, détermine si l'évanouissement est lent ou rapide. L'effet Doppler est la raison de ce type d'évanouissement, car tout mouvement du récepteur ou de tout objet dans le canal produit un décalage Doppler. La période de symbole du signal transmis doit être plus courte que la durée de cohérence pour un canal à évanouissement lent. Un canal peut être soit plat ou sélectif en fréquence et soit à évanouissement lent ou rapide.

I.10 Distribution de Rayleigh et de Rice

La distribution de Rayleigh est couramment utilisée pour décrire la nature statistique variable dans le temps de l'enveloppe reçue d'un signal d'évanouissement uniforme, ou l'enveloppe d'un composant multi trajet individuel. L'amplitude de deux signaux gaussiens en quadrature suit la distribution de Rayleigh alors que la phase suit une distribution uniforme. Un modèle d'évanouissement très commun est l'évanouissement de Rayleigh. Une dérivation de canal complexe h_l qui subit un évanouissement de Rayleigh est une variable aléatoire gaussienne complexe symétrique circulaire $h_l \sim N(0, \sigma_l^2)$, dont la variance est σ_l^2 .

Ce modèle est appelé évanouissement de Rayleigh parce que l'amplitude sélectionné est distribuée par Rayleigh. Quant à la phase choisie, elle est uniformément répartie entre 0 et 2π . Le modèle d'évanouissement de Rayleigh suppose qu'il existe un grand nombre de chemins réfléchis, statistiquement indépendants qui contribuent à cette prise. L'évanouissement de Rayleigh correspond à une situation sans visibilité directe (NLOS). La fonction de distribution de probabilité (PDF) d'une distribution de Rayleigh est donnée par [10]:

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad 0 \leq r \leq \infty \quad (I. 13)$$

Où $2\sigma^2$ est la puissance moyenne du signal de multi trajets.

S'il y a une onde directe (LOS), aussi appelée trajectoire spéculaire, par exemple dans un environnement intérieur où la probabilité d'un trajet en visibilité directe est élevée, l'enveloppe du signal n'est plus Rayleigh et l'évanouissement suit une distribution de Rice avec une PDF [40]:

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(r^2+a)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{2\sigma^2}\right) \quad a \geq 0, r \geq 0 \quad (I. 14)$$

Où a est l'amplitude de crête du chemin dominant et $I_0(.)$ est la fonction de Bessel modifiée du premier ordre et de rang zéro.

Dans un canal radio mobile terrestre typique, on suppose souvent qu'il n'y a pas d'onde de visibilité directe et que le récepteur n'obtient que des ondes réfléchies depuis

l'évanouissement qui est une superposition d'un grand nombre de composants indépendants dispersés.

Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons introduit les notions de base facilitant la compréhension des systèmes de transmissions numériques. Nous avons détaillé les différents blocs constituant la chaîne de transmission. Nous avons aussi donné un aperçu sur les modulations numériques utilisées et précisément la modulation d'amplitude en quadrature qui est un des blocs utilisés dans la modulation OFDM. Les différents modèles des canaux ont été présents dans cette étude. Dans un canal radio mobile idéal, le signal reçu est identique au signal transmis. Le trajet est direct. Toutefois, dans un canal réel, le signal est modifié pendant la transmission. Le signal reçu est une combinaison de répliques du signal transmis atténués, réfléchies, réfractées, et diffractés. En plus, le bruit vient s'ajouter au signal. L'effet Doppler cause un changement de la fréquence porteuse si l'émetteur ou le récepteur sont en mouvement relatif l'un par rapport à l'autre.

Chapitre II

La modulation multi porteuse OFDM

Introduction

Le multiplexage par répartition de fréquence orthogonale (OFDM) est un système de communication à plusieurs porteuses. L'OFDM étend le concept de la modulation à mono-porteuse en utilisant des sous porteuses multiples parallèles dans un canal. Elle utilise un grand nombre de sous porteuses orthogonales étroitement séparées qui sont transmises en parallèles. Chacune des sous porteuses est modulée avec n'importe quel schéma de modulation numérique conventionnel (tel que PSK, QAM, etc.) à faible débit de symboles. La combinaison de toutes les sous porteuses permet des débits de données équivalents aux schémas classiques de modulation à porteuse unique. Ainsi, l'OFDM peut être considérée comme similaire au multiplexage par répartition en fréquence (Frequency Division Multiplexing FDM). En effet, dans la FDM, les différents flux d'informations sont mappés sur des canaux de fréquences parallèles distincts. Chaque canal FDM est séparé des autres par une bande de fréquence pour réduire les interférences possibles entre les canaux adjacents. La différence entre la FDM et l'OFDM réside dans l'utilisation de sous porteuses orthogonales entre eux pour transmettre un même flux d'informations et l'ajout d'un intervalle de garde qui permet de minimiser les ISI [41].

Ce chapitre présente un aperçu sur les concepts de base de la modulation OFDM.

II.1 Historique

L'histoire de l'OFDM remonte au milieu des années 60 lorsque Chang a publié son article sur la synthèse de signaux à bande limitée pour la transmission multicanaux [4, 41-43]. Il présente un principe pour transmettre des messages simultanément à travers un canal linéaire limité par bande sans des ISI. Juste après que Chang ait présenté son article, Saltzberg a effectué une analyse sur les performances [42], concluant que la stratégie de conception d'un système parallèle efficace devrait se concentrer plus sur la réduction de l'interférence entre les canaux adjacents que de perfectionner les canaux individuels eux-mêmes puisque les distorsions dues à l'interférence ont tendance à dominer [30]. C'est une conclusion importante, qui s'est prouvée correctement dans le traitement numérique de bande de base qui a émergé quelques années plus tard.

Une contribution majeure à l'OFDM a été présentée en 1971 par Weinstein et Ebert [5], qui ont utilisé la transformée de Fourier discrète (DFT) pour effectuer la modulation et la démodulation en bande de base. Cela a permis de réduire la complexité des systèmes OFDM pour les intégrer dans les nouvelles technologies.

En 1985, Cimini [44] eut l'idée d'insérer des porteuses appelées " pilotes " dans le but d'estimer la réponse fréquentielle du canal de transmission. Ces porteuses étaient espacées régulièrement dans le signal OFDM. En 1987 [45], R. Lasalle et M. Alard ont proposés d'associer le codage à l'OFDM (COFDM) ce qui a donné naissance aux différents normes de diffusion tel: la DAB et la DVB-T.

Eduardo F. Casas et Cyril Leung [46] ont introduit le concept de la modulation OFDM dans les systèmes de communication radio mobile FM en 1991. Le premier standard basé sur l'OFDM est la radiodiffusion numérique terrestre, qui a été réalisé par l'institut européen des normes de télécommunication (European Telecommunications Standards Institute ETSI), en 1995 [47].

La société TELIA, en 1996, propose une interface radio basée sur l'OFDM pour les systèmes de communication (Universal Mobile Telecommunications System UMTS). Cette proposition ouvrait des perspectives ambitieuses dans le domaine du MC-CDMA (Multi Carriers-Code Division Multiple Access) [8].

Enfin, plus récemment, l'OFDM se trouve dans plusieurs standards comme ceux des communications filaires ou sans fil mobiles et même les communications optiques [48, 49]. On notera les réseaux sans fil IEEE802.11 (Institute of Electrical and Electronics Engineer), les réseaux mobiles WiMAX [22], les standards LTE [50, 51] et la 4G [52, 53].

II.2 Principe

L'OFDM est une technique de modulation multi porteuse. Son principe de base est de diviser un flux de données série à haut débit en plusieurs flux en parallèle à plus faible débit qui sont modulés sur des sous porteuses distincts, le tout est transmis simultanément sur le canal de transmission [29]. En modulant sur N porteuses, il est possible d'utiliser des symboles N fois plus long tout en conservant le même débit qu'avec une modulation mono porteuse [54].

La bande spectrale est partagée entre les différentes sous porteuses donc chaque sous porteuse peut occuper une bande de fréquences B_s , inférieur à la bande de cohérence du canal

B_c . Soit ($B_s < B_c$) [32]. L'intérêt de cette modulation est de placer l'information dans une fenêtre temps-fréquence tel que sa durée T_s soit bien plus grande que l'étalement du retard du canal de propagation T_d . La figure II.1 montre le principe de l'OFDM.

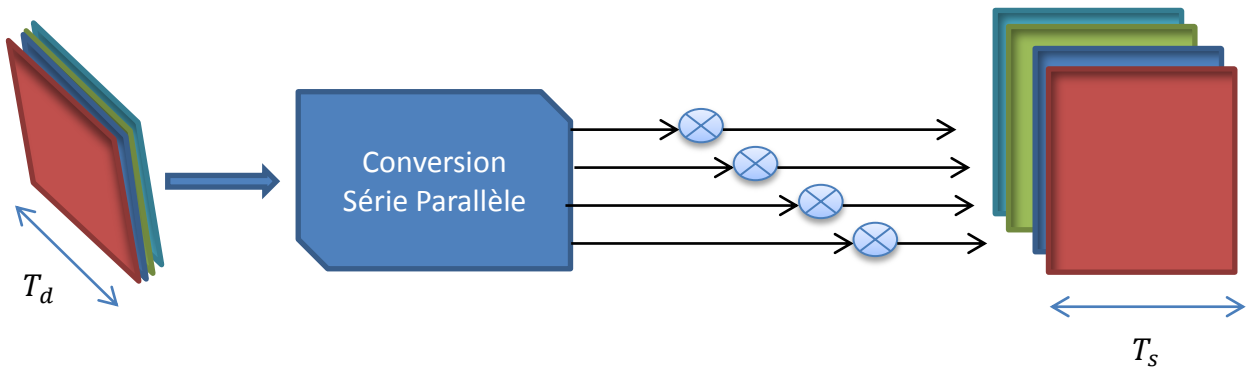


Figure II. 1 Principe de l'OFDM

Afin que le signal ait une importante efficacité spectrale, il faut que les fréquences des sous porteuses soient le plus proche possible tout en garantissant que le récepteur soit capable de les séparer et retrouver le symbole émis sur chacune d'entre elles. La méthode la plus répandue à cela est l'utilisation des porteuses orthogonales.

II.3 Orthogonalité

Les signaux sont orthogonaux s'ils sont mutuellement indépendant l'un de l'autre. L'orthogonalité est une propriété permettant de transmettre parfaitement plusieurs signaux d'informations sur un canal commun et les détecter, sans interférences [8].

II.3.1 Orthogonalité temporelle

Un ensemble de fonctions sont orthogonales, si elles répondent aux conditions de l'équation (II.1) [10]. Si deux fonctions différentes dans l'ensemble sont multipliées et intégrées sur une période de symbole, le résultat est nul, pour les fonctions orthogonales. Une autre façon de penser est que si on regarde un récepteur adapté pour l'une des fonctions orthogonales, une sous porteuse dans le cas de l'OFDM, alors le récepteur verra seulement le résultat de cette fonction. Les résultats de toutes les autres fonctions de l'ensemble s'intègrent à zéro et n'ont donc aucun effet [10, 29, 55].

$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} S_i(t) \cdot S_j^*(t) dt &= 0 && ; i \neq j \\ &= \frac{T_s}{2} && ; i = j \end{aligned} \quad (II.1)$$

Dans le domaine temporel, les signaux OFDM sont constitués d'une somme de N sinusoïdes, chacune correspondant à une sous porteuse. L'équation (II.2) montre un ensemble de sinusoïdes orthogonales, qui représentent les sous porteuses pour un signal OFDM réel non modulé [56].

$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_k t) & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (II.2)$$

Où $f_k = \frac{k}{T_s}$ est l'espacement des sous porteuses, T_s est la période du symbole OFDM, $0 < k < N - 1$. La figure II.2 montre la construction d'un signal OFDM avec 4 sinusoïdes orthogonales entre elles.

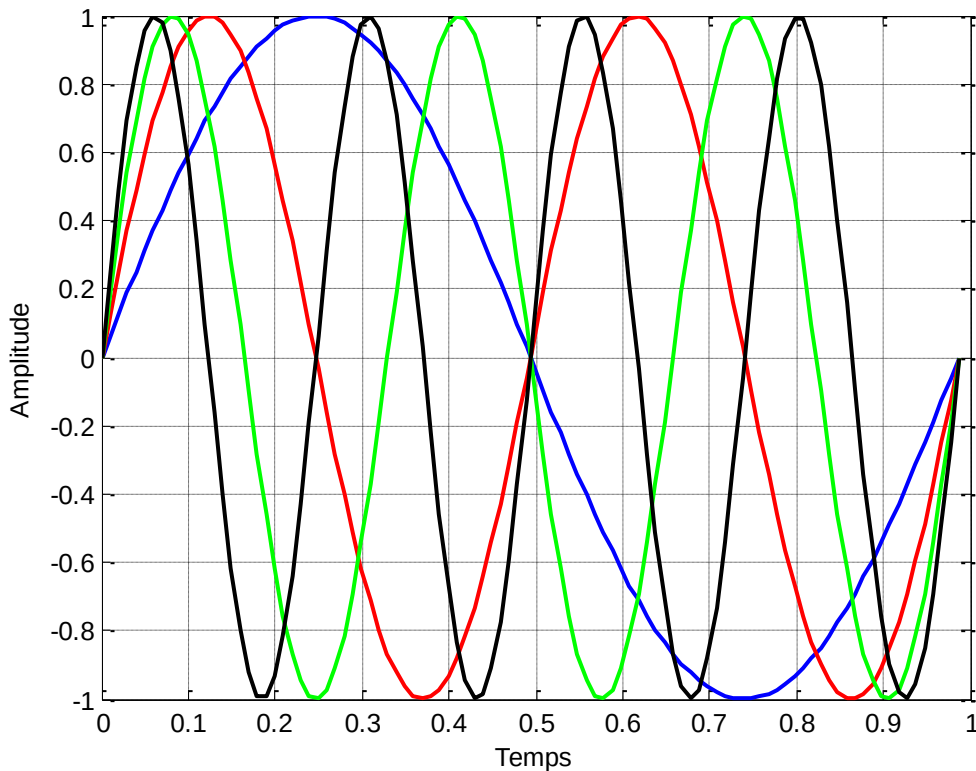


Figure II. 2 Sinusoïdes orthogonales

II.3.2 Orthogonalité fréquentielle

La propriété de l'orthogonalité du signal OFDM peut être vérifiée en visualisant son spectre. Dans le domaine fréquentiel, chaque sous porteuse a une réponse fréquentielle sous la forme d'un sinus cardinal, $\sin(x)/x$, qui s'annule aux fréquences $f_k - \frac{1}{T_s}$ et $f_k + \frac{1}{T_s}$, comme le montre la figure II.3. L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée puisque le pic de chaque sous porteuse coïncide avec les zéros des autres sous porteuse.

Cette condition permet d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les ICI et par conséquent, il est possible d'extraire le signal utile. La figure II.4 trace le spectre des sous porteuses ainsi que le spectre total de l'OFDM représenté en noir.

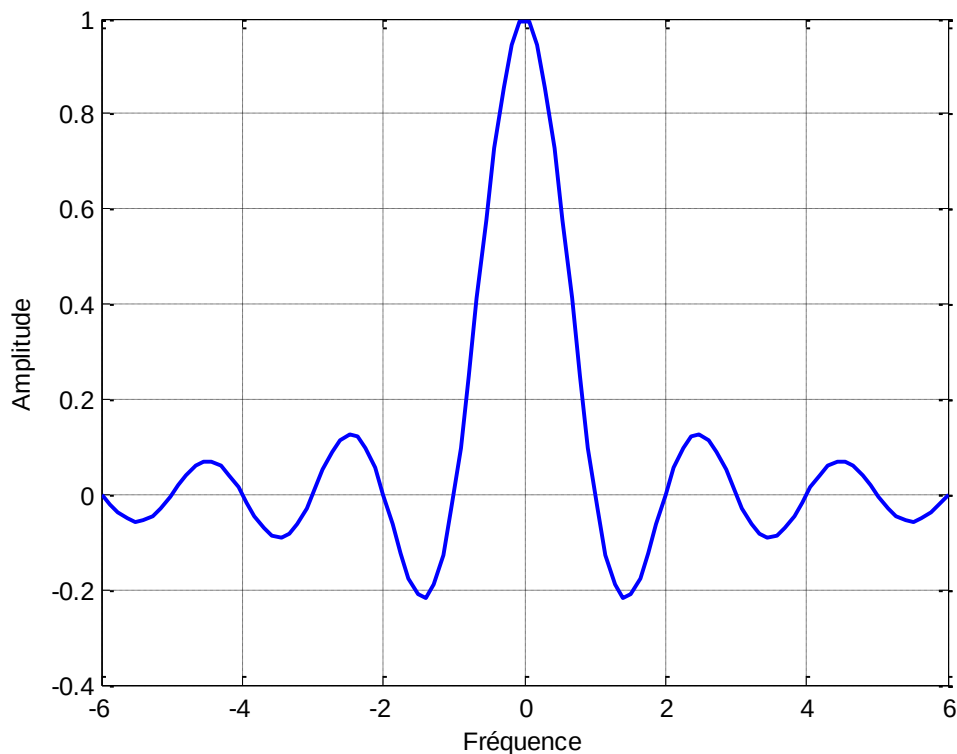


Figure II. 3 Spectre d'une sous porteuse OFDM

Chaque sous porteuse sinusoïdale possède une réponse fréquentielle en sinus cardinal, due à leur fenêtrage temporel par une fonction porte de durée T . comme le montre la figure II.4, la forme du sinus cardinal a un lobe principale étroit, avec de nombreux lobes latéraux qui se désintègrent lentement avec la magnitude de la différence de la fréquence loin du centre.

Chaque porteuse a un pic à la fréquence centrale et des zéros sont espacés uniformément avec un intervalle de fréquence égal à l'espacement des porteuses.

Lors de la détection des signaux, et à condition que la synchronisation soit pleinement assurée, la décision se situe donc au sommet de ces lobes principaux. L'efficacité spectrale de la modulation peut être ainsi maximisée en minimisant l'espace entre les sous-porteuses, ce qui réduit, de fait, l'occupation de l'information sur la bande du signal [57, 58].

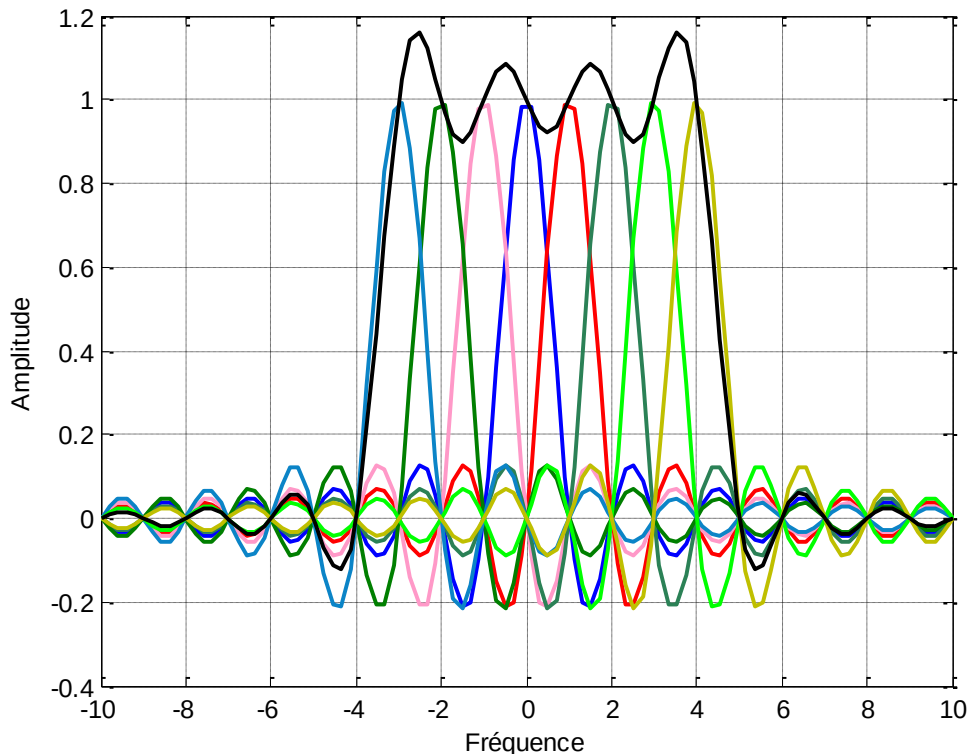


Figure II. 4 Spectre d'un signal OFDM à 8 sous porteuses

II.4 Système modèle de l'OFDM

Le schéma bloc d'un système OFDM est illustré par la figure II.5. Dans l'émetteur, les données binaires série provenant d'une source de données sont converties en des données parallèles. Ces données parallèles sont ensuite mises en correspondance avec des schémas de modulation comme la QAM. Les symboles parallèles modulés sont convertis en des signaux temporels via le bloc IFFT. Ces données parallèles sont ensuite converties en des données série et en un signal analogique via le bloc CNA (Convertisseur numérique analogique). Par la suite, le signal analogique est transmis à travers l'antenne de l'émetteur.

Sur le côté du récepteur, les signaux reçus sont convertis en des données numériques via le convertisseur CAN (Convertisseur analogique numérique). Le signal est transformé ensuite, du domaine temporel au domaine fréquentiel par le bloc FFT. La démodulation des symboles

est effectuée à l'aide du bloc de démodulation QAM. Les données parallèles sont converties en des données série via un bloc parallèle/série. Enfin, le décodage des bits est effectué et les données sont reçues.

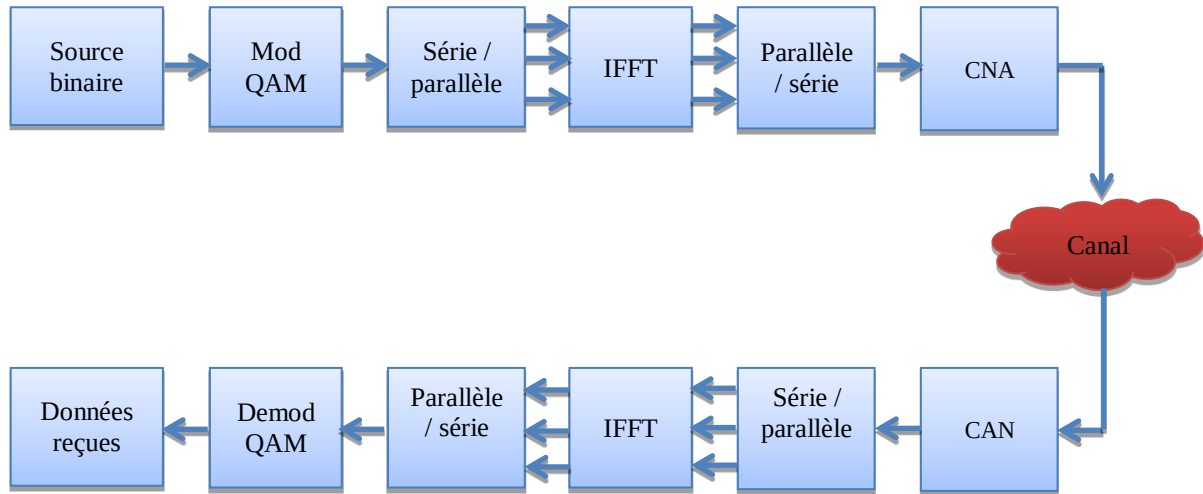


Figure II. 5 Schéma bloc d'un système OFDM

Un signal OFDM est constitué de N sous porteuses orthogonales modulées par N flux de données parallèles. Chaque sous porteuse de bande de base est de la forme:

$$\psi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \quad (II.3)$$

Où f_k est la fréquence de la $k^{ième}$ sous porteuse. Un symbole OFDM en bande de base multiplexe N sous porteuses modulées:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi f_k t} \quad (II.4)$$

Où $X(k)$ est le symbole de donnée complexe après la conversion série parallèle (typiquement pris à partir d'une constellation de symboles QAM). Les fréquences des sous porteuses, f_k , sont équidistantes [59]:

$$f_k = \frac{k}{T_s} \quad (II.5)$$

Ce qui rend les sous porteuses $\psi_k(t)$ sur $0 < t < T_s$ espacées orthogonalement. Après échantillonnage à la valeur:

$$t = \frac{nT_s}{N} \quad (II.6)$$

Le signal à la sortie de l'IFFT est donné par :

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (II.7)$$

Le signal $x(n)$ se propage à travers le canal de transmission, le signal reçu est noté $y(n)$. Afin de récupérer les symboles, on applique la FFT:

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (II.8)$$

Le principe de la modulation et la démodulation est résumé respectivement par figure II.6 et figure II.7.

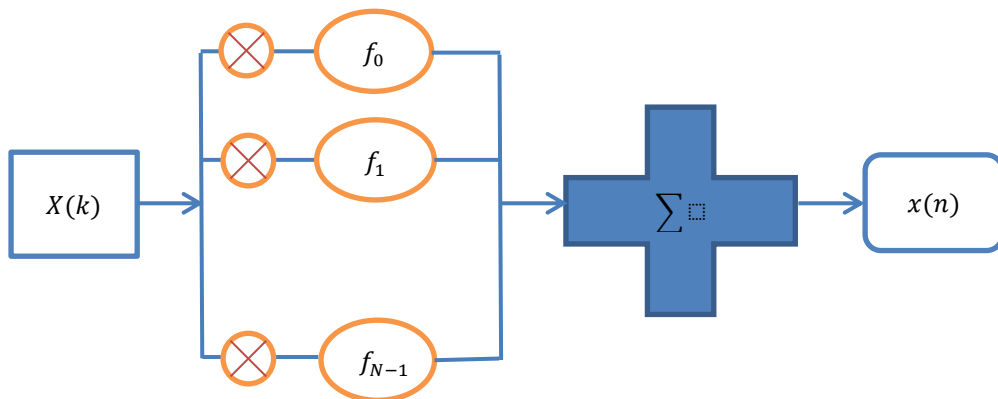


Figure II. 6 Modulateur OFDM

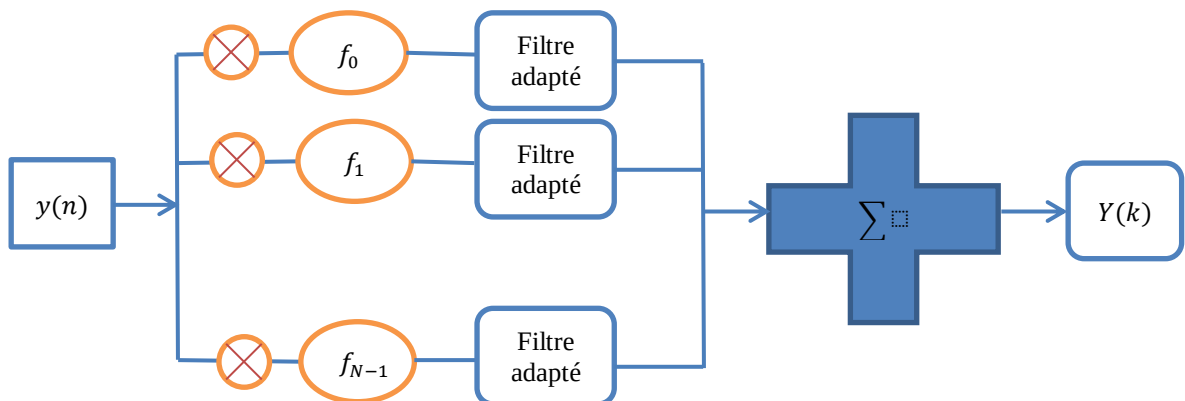


Figure II. 7 Démodulateur OFDM

Le succès de la transmission OFDM s'impose sur l'utilisation de la transformée de Fourier, proposé dans [5], pour moduler et démoduler le signal OFDM.

II.5 Intervalle de garde et préfixe cyclique

L'une des principales propriétés qui font de l'OFDM une solution attrayante est son efficacité spectrale et son égalisation de faible complexité. Dans la plupart des applications OFDM, un intervalle de garde est inséré entre les blocs consécutifs des signaux OFDM en bande de base pour empêcher les ISI [11]. Cet intervalle constitue une durée de temps durant laquelle aucune donnée utile n'est émise. Sa durée T_G doit être supérieure ou égale à l'étalement maximal des retards de la réponse impulsionnelle du canal, de sorte que les composants à trajets multiples d'un symbole n'interfèrent pas avec le suivant.

Si l'intervalle de garde est composé d'une «période de silence» dans le domaine temporel, le système sera exempt d'ISI en raison des distances inter symboles suffisantes. Cependant, le système peut souffrir des ICI entraînant une perte d'orthogonalité des sous porteuses. Ainsi, pour surmonter le problème d'ICI, le symbole OFDM est étendu cycliquement dans le domaine temporel, de sorte que toute sous porteuse issue de répliques directes ou différées du signal continuera à avoir un nombre entier de cycles dans un intervalle FFT de durée T . Ceci assure l'orthogonalité entre les différents sous canaux tant que le retard reste inférieur à l'intervalle de garde sélectionné. En général, cette extension cyclique (Cyclic Extension CE) est implémentée sous la forme d'un préfixe cyclique (Cyclic Prefix CP).

En termes de traitement en bande de base, le CP est joint en copiant les échantillons N à la fin du symbole OFDM utile selon l'opération illustrée à la Figure II.8.

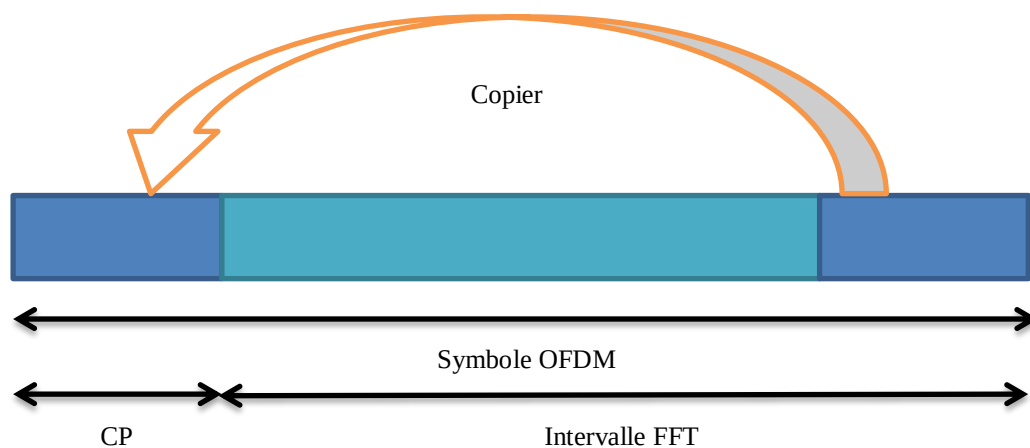


Figure II. 8 Insertion du cyclique préfixe

II.6 Avantages et inconvénients

II.6.1 Avantages

II.6.1.1 Faibles ISI

L'utilisation des systèmes OFDM permet de minimiser l'effet des ISI sur les trajets multiples, en ajoutant un intervalle de garde, ce qui garantit l'augmentation de la robustesse du signal [57].

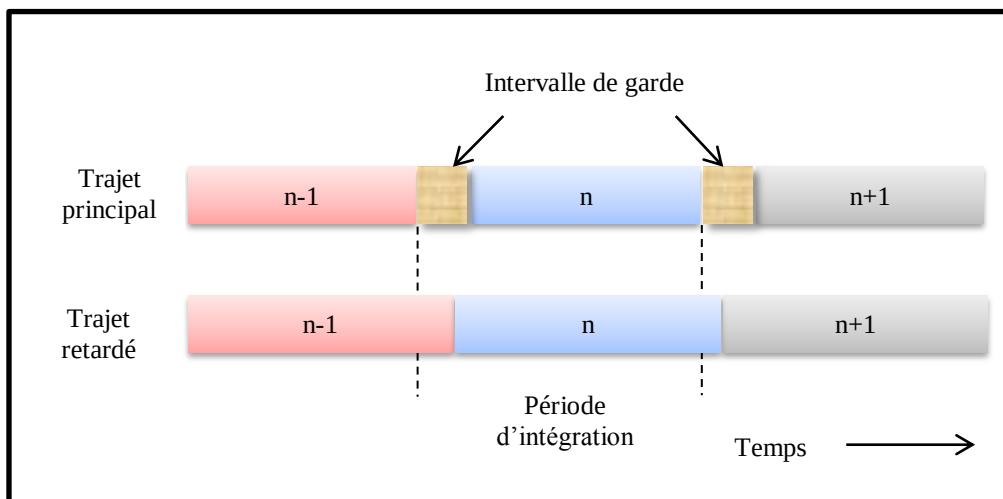


Figure II. 9 Insertion de l'Intervalle de garde pour minimiser les ISI

II.6.1.2 Encombrement spectral optimal

L'OFDM fait un usage efficace par son orthogonalité en permettant le chevauchement entre des N sous porteuses, ce qui garantit une utilisation optimale de la bande de fréquence allouée (figure II.10, figure II.11).

L'optimisation du canal permet de gagner 50% de la bande passante par rapport au système classique utilisant la FDM (voir figure II.12) [2].

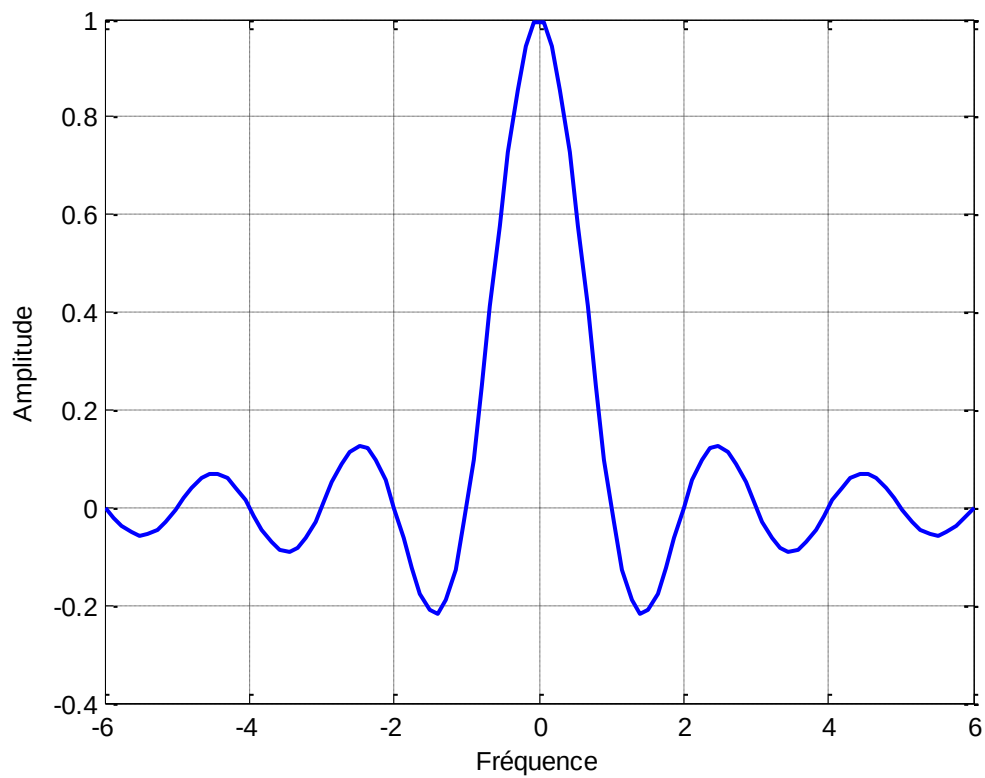


Figure II. 10 Spectre d'une sous porteuse OFDM

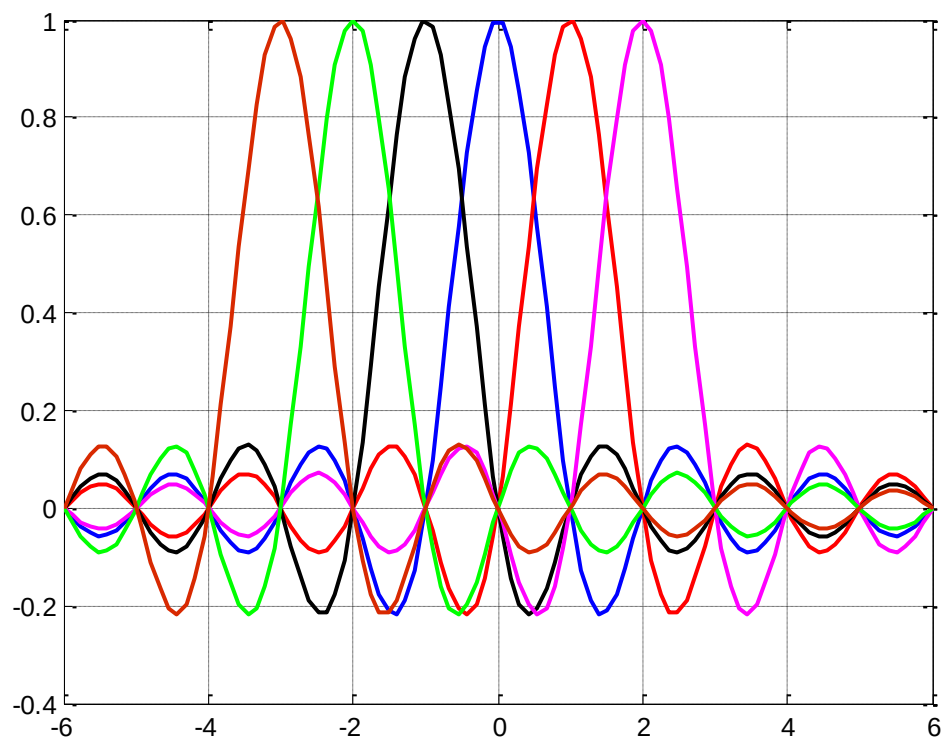


Figure II. 11 Spectre de 6 sous porteuses orthogonales entre eux

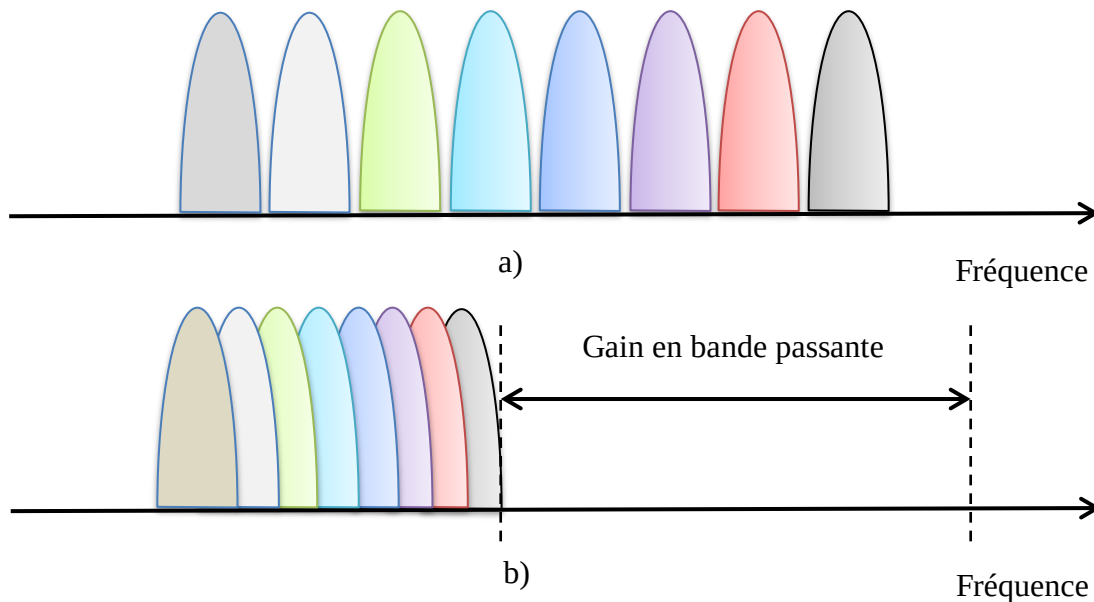


Figure II. 12 Spectre fréquentiel de : a) 8 canaux utilisant la FDM où ils sont séparés par un intervalle.
b) le spectre de l'OFDM où les sous porteuse [2]

II.6.1.3 Utilisation de la FFT/IFFT

Une implémentation numérique simple est possible en utilisant les opérations IFFT et FFT au niveau du modulateur et démodulateur, respectivement. Cependant, l'OFDM n'a pas été utilisé un certain temps en raison de la grande complexité associée à sa réalisation dans des systèmes pratiques. En raison des progrès ultérieurs dans le traitement du signal numérique, la mise en œuvre des systèmes OFDM est devenue une tâche très facile

II.6.1.4 Canal invariant localement

Puisque la bande passante de chaque sous-porteuses est petite devant la totalité de la bande passante du signal OFDM, la réponse fréquentielle du canal de transmission est considérée pratiquement plate au niveau de chaque sous-porteuse [57]. En divisant le canal en sous canaux considérés plats, l'OFDM résistant ainsi aux évanouissements de fréquences par rapport aux systèmes de modulation mono porteuse.

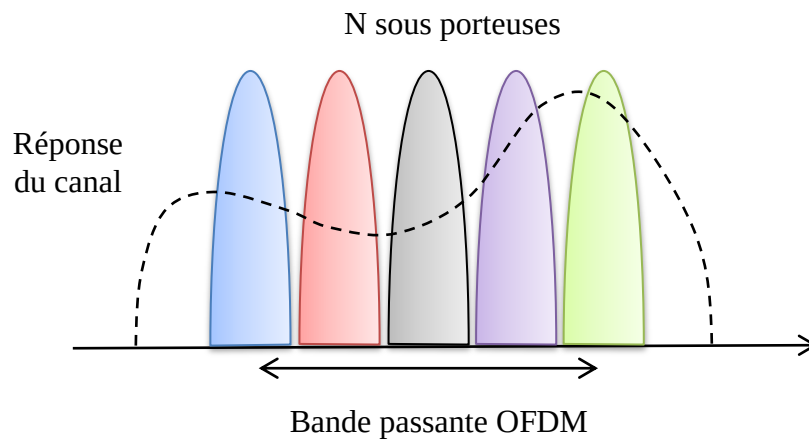


Figure II. 13 Réponse fréquentielle du canal invariant localement

II.6.2. Inconvénients

Malgré ces caractéristiques attrayantes susmentionnées, l'OFDM présente également certains inconvénients qui sont brièvement énumérés ci-dessous:

II.6.2.1. Interférences entre les sous porteuses (ICI)

En raison de l'orthogonalité des sous porteuses, il est facile d'extraire les symboles au niveau du récepteur, car ils n'interfèrent pas les uns avec les autres. L'orthogonalité est conservée tant que les sous porteuses sont des multiples en fréquences les uns des autres. Mais au niveau du récepteur, s'il y a un changement de fréquence des sous porteuses pour une raison quelconque, alors l'orthogonalité entre eux se détruit, ce qui génère des interférences inter porteuses (ICI). En conséquence, le signal se dégrade fortement. Ce changement de fréquence est appelé le décalage de la fréquence porteuse (CFO). Il est causé principalement par [12]:

- ✓ L'imperfection des oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur.
- ✓ l'effet Doppler.

II.6.2.2. Le PAPR

Le rapport du pic de puissance moyenne (Peak to Average Power Ratio PAPR) est l'un des problèmes graves dans n'importe quel système de communication sans fils. L'utilisation des techniques de modulation multi porteuse comme OFDM, réduit alors l'efficacité de l'amplificateur de puissance au niveau de l'émetteur [60]. En général, le PAPR des signaux

OFDM est définie comme le rapport entre la puissance maximale instantanée P_{max} et sa puissance moyenne P_{moy} [61, 62], il est donné par la relation :

$$PAPR(x(t)) = \frac{P_{max}}{P_{moy}} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{E \left[\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt \right]} \quad (II.9)$$

II.7 Variantes de l'OFDM

Il existe plusieurs variantes de l'OFDM pour lesquelles les initiales sont vues dans la littérature technique. Ceux-ci suivent le format de base pour l'OFDM, mais ont des attributs ou des variations supplémentaires:

- ❖ **COFDM**: Une forme de l'OFDM où le codage de correction d'erreur est incorporé dans le signal [63, 64].
- ❖ **Flash OFDM**: C'est une variante de l'OFDM qui a été développée par Flarion et c'est une forme d'évolution rapide de l'OFDM. Il utilise plusieurs tonalités et un saut rapide pour diffuser des signaux sur une bande de fréquences donnée [65, 66].
- ❖ **OFDMA**: Accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence. Un schéma utilisé pour fournir une capacité d'accès multiple pour des applications telles que les télécommunications cellulaires lors de l'utilisation des technologies OFDM [67-69].
- ❖ **VOFDM**: Vector OFDM. Cette forme d'OFDM utilise le concept de la technologie MIMO [70]. Il est développé par les systèmes CISCO [49]. MIMO est synonyme de Multiple Input Multiple output, et utilise plusieurs antennes pour transmettre et recevoir les signaux afin que les effets multi trajets puissent être utilisés pour améliorer la réception du signal et améliorer les vitesses de transmission qui peuvent être supportées [71].
- ❖ **WOFDM**: Wideband OFDM. Le concept de cette forme d'OFDM est qu'il utilise un degré d'espacement entre les canaux suffisamment important pour que les erreurs de fréquence entre l'émetteur et le récepteur n'affectent pas la performance [72, 73]. Il est particulièrement applicable aux systèmes Wi-Fi [74].

Chacune de ces formes de multiplexage OFDM utilise le même concept de base consistant à utiliser des porteuses orthogonales à espacement rapproché portant chacun des

signaux à faible débit de données. Pendant la phase de démodulation, les données sont ensuite combinées pour fournir le signal complet.

L'OFDM a acquis une présence significative sur le marché sans fil. La combinaison d'une capacité de données élevée, d'une efficacité spectrale élevée et de sa résistance aux interférences grâce aux effets multi trajet est idéale pour les applications à données élevées qui sont devenues un facteur majeur dans la scène des communications d'aujourd'hui [55, 75].

II.8 Domaine d'applications

Comme nous avons déjà mentionné dans l'historique de la modulation OFDM, cette dernière est largement utilisée dans plusieurs normes [40, 53], à savoir, les normes de communication sans fil à large bande [76] telles que la DAB, la DVB, la norme WiMAX [77] et IEEE 802.11a/g (réseaux informatiques locaux par ondes radio) [78] et l'ultra large bande (UWB) [79] et même dans les nouveaux réseaux de communication, 3G LTE [9], 4G LTE [80]. Dans cette partie, nous citons quelques exemples où la technique de modulation OFDM était derrière leurs évolutions.

➤ Radio numérique DAB (Digital Audio Broadcasting)

La DAB est une norme de transmission numérique de signaux radio. Cette norme est déployée en Europe et dans le monde entier comme première norme utilisant la modulation OFDM [47]. Elle offre des améliorations spectaculaires par rapport au radio diffusion analogique comme :

- une meilleure qualité du son.
- une augmentation du nombre de stations.
- une facilité de recherche de stations.
- des nouveaux services que les auditeurs pourront obtenir de leurs postes de radio, comme du texte, des images et d'autre contenu multimédia.

L'objectif de cette norme étant de garantir la réception dans les conditions de propagation les plus difficiles (réception embarquée en zone urbaine dense, résistance à l'effet Doppler lors d'utilisation en réception mobile).

➤ 4G LTE

4G LTE est un système de communication mobile avec la 4ème génération remplaçant les systèmes précédents la 2G ou la 3G.

Comme la dernière génération, la 4G LTE a de nombreux avantages par rapport aux générations précédentes, et le plus facilement reconnu est le débit de données plus élevé. Actuellement, la vitesse 4G LTE a pénétré à plus de 1 Gbps. Cela signifie des dizaines de fois plus rapide que le système précédent, la 3G.

L'un des composants fondamentaux de la 4G LTE qui permet d'atteindre sa vitesse élevée est l'utilisation de la méthode de modulation des données, OFDM, pour le côté communication de la station de base vers mobile (Downlink). SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) pour le côté communication du téléphone vers la station de base (Uplink) [68].

L'OFDM a été découvert autour des années 1960 [43]. Après, il y a eu beaucoup de variantes de cette technique. SC-FDMA est une simple modification de la méthode OFDM, en ajoutant un module de FFT sur l'émetteur du téléphone mobile. Alors que, l'utilisation d'amplificateurs de puissance peut être plus efficace et fait économiser la batterie.

En tant qu'agent de normalisation, 3GPP (3rd Generation Partnership Project) ne contenait que des composants essentiels dans la spécification. L'OFDM en fait partie. Pendant ce temps, 4G LTE est la formule d'une somme de sinusoides avec des fréquences différentes.

La combinaison de l'OFDM avec une technique FFT donne naissance à la SC-FDMA, plus puissant, en termes de transmission d'un signal du combiné à la station de base.

Khoirul Anwar a été l'inventeur et le détenteur du brevet de l'émetteur de technologie qui utilise le concept de deux FFT, pour une utilisation dans la méthode SC-FDMA, dans le processus de liaison montante 4G LTE.

Cependant, la spécification LTE n'exige pas que le fournisseur applique le schéma ou les schémas particuliers de la FFT. En raison, le vendeur peut implémenter la FFT de

différentes manières. L'un des objectifs est de fournir aux fournisseurs une liberté de concurrence pour utiliser son propre schéma dans ses produits.

Et jusqu'à l'heure actuelle, de nombreux travaux de recherches et de thèses concernant le développement de la modulation OFDM, dans le but de pouvoir l'intégrer dans les nouvelles technologies, sont en cours d'élaboration.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un historique de l'OFDM et une brève discussion sur son émergence dans les communications numériques. Nous avons fourni ensuite une introduction aux principes fondamentaux de l'OFDM, y compris l'orthogonalité des sous porteuses, sa formulation mathématique de base, l'intérêt de l'ajout du préfixe cyclique et l'intervalle de garde. En outre, nous avons fourni l'analyse détaillée des avantages et des inconvénients du système OFDM ainsi que ses applications dans les systèmes de télécommunications.

Chapitre III

*L'OFDM affectée par le décalage
de la fréquence porteuse*

Introduction

Le regain d'intérêt de l'OFDM réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses, ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide [44]. Pour maintenir l'orthogonalité entre les sous porteuses, il faut que le récepteur et l'émetteur soient entièrement synchronisés. Afin de répondre à cette exigence, ils doivent avoir la même fréquence de modulation, ce qui est difficilement réalisable. D'autre part, il est également nécessaire de connaître la nature du canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur. Un canal à trajets multiples qui est l'objet de réflexion et de diffraction du signal transmis, peut alors, mener à une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et causer une dégradation considérable des performances du système.

Le décalage de la fréquence porteuse (CFO) résultant de la perte d'orthogonalité, est un facteur essentiel dans les communications OFDM. Les erreurs de fréquences ont pour origine deux causes principales. Ce sont les imperfections des oscillateurs locaux de l'émetteur et le récepteur et l'effet Doppler [25]. La perte d'orthogonalité provoquée par ces décalages, donne naissance à des ICI responsables de la dégradation des performances.

Le but de ce chapitre est d'étudier l'effet des décalages de la fréquence porteuse dans un système OFDM en analysant les ICI résultant de la perte d'orthogonalité entre les sous porteuses adjacentes. Afin de minimiser ces effets néfastes sur les systèmes utilisant l'OFDM, un certain nombre d'algorithmes ont été proposés et développés. Dans ce chapitre, nous avons choisi deux algorithmes permettant de réduire les interférences pour être étudiés et comparés en termes de CIR et de SNR.

III.1 Sources du décalage fréquentiel

III.1.1 Imperfection des oscillateurs locaux

La transmission d'un signal à bande étroite sur un canal radio nécessite une transposition fréquentielle du signal modulé en bande de base à une haute fréquence porteuse, appelée f_p . Ceci est réalisé par un oscillateur local moyennant la multiplication du signal par une sinusoïde appelée porteuse. Le récepteur réalise l'opération inverse utilisant un deuxième oscillateur local. Cependant, il est impossible que ces deux oscillateurs d'émission et de

réception oscillent à la même fréquence porteuse et il existe toujours une différence entre les deux [56]. Cette différence notée Δf est égale à :

$$\Delta f = f_p' - f_p \quad (III. 1)$$

Où f_p et f_p' désignent respectivement la fréquence de la porteuse au niveau de l'émetteur et du récepteur. Cette différence qui provient des imperfections des oscillateurs locaux est constante et existe toujours.

Soit T_s la durée d'un symbole OFDM, alors, le décalage de la fréquence porteuse normalisée ε_0 est donné par [81]:

$$\varepsilon_0 = T_s \Delta f \quad (III. 2)$$

Ce décalage est donc proportionnel à la durée de symbole OFDM et dépend étroitement de la qualité des oscillateurs locaux.

III.1.2 Effet Doppler

Comme nous avons indiqué précédemment dans le chapitre I, le décalage dû à l'effet Doppler est provoqué par le mouvement relatif du récepteur par rapport à l'émetteur. Ce décalage est donné par la relation [25] :

$$f_d = f_p \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (III. 3)$$

Avec v et c représentent respectivement la vitesse du mobile et celle de la lumière (3.10^8 m/s), f_p est la fréquence de la porteuse et α , l'angle formé par le vecteur vitesse et la direction de l'onde électromagnétique.

La valeur normalisée du décalage dû à l'effet Doppler, ε_d , est donc égal à:

$$\varepsilon_d = T_s f_p \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (III. 4)$$

Puisque les deux paramètres T_s et f_p sont fixes, alors, le décalage dû à l'effet Doppler, ε_d , ne dépend que de la variation de la vitesse v et de l'angle α . Cette variation, au cours du temps, sera détaillée dans le chapitre suivant.

III.2 Décalage total de la fréquence

Dans la section précédente, nous avons indiqué que le décalage dû aux désaccords des oscillateurs locaux est toujours présent, alors que l'effet Doppler ne s'exprime que lorsqu'il existe une variation de la vitesse relative. Le décalage total, ε_T , provenant de ces deux sources est la superposition des deux décalages. Suite aux travaux proposés dans [25], ce décalage est définie comme :

$$\varepsilon_T = \varepsilon_0 + \varepsilon_d \quad (III. 5)$$

Comme le montre la figure III.1, en augmentant la vitesse, le décalage total sera augmenté considérablement. D'autre part, l'angle α est celui qui détermine son signe.

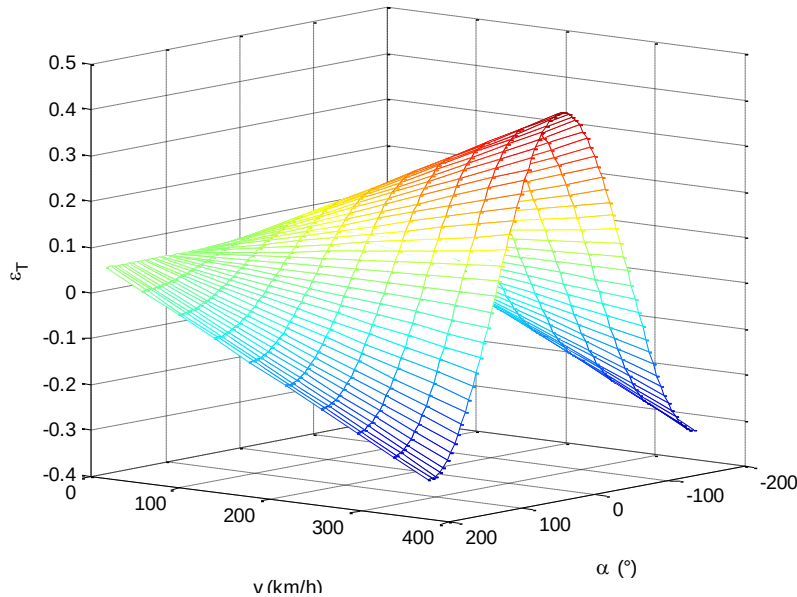


Figure III. 1 Décalage total normalisé pour $T_s = 224\mu s$, $f_p = 5Ghz$

et un faible décalage $\varepsilon_0 = 0.05$ (modifié de [56])

III.3 Effet du décalage fréquentiel sur l'orthogonalité

Lorsque le CFO est présent, le signal du récepteur sera décalé en fréquence (Δf). Ceci est illustré par la figure III.2 [82]. D'autre part, il est connu que les sous porteuses seront échantillonnées à leurs pics, et cela ne peut se produire que lorsque la condition d'orthogonalité est assurée. Toutefois, si un décalage de fréquence est présent, l'échantillonnage sera effectué au point de décalage qui n'est pas le point de pointe. Cela provoque une réduction de l'amplitude des sous porteuses prévues, ce qui donne naissance à

des ICI provoqués par les sous porteuses adjacentes. Ceci est représenté sur la figure III.3 qui montre l'impact du décalage fréquentiel sur l'orthogonalité des sous porteuses. Il est clair que cette orthogonalité est détruite ce qui induit à des ICI.

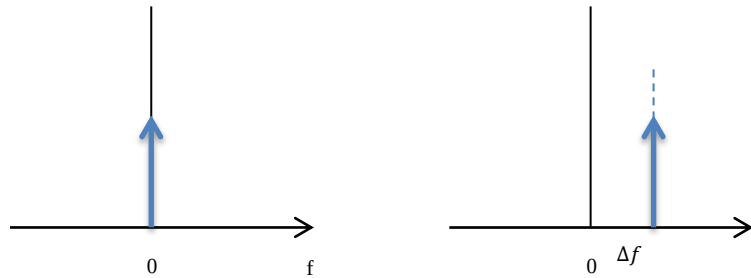


Figure III. 2 Décalage de fréquence Δf [82]

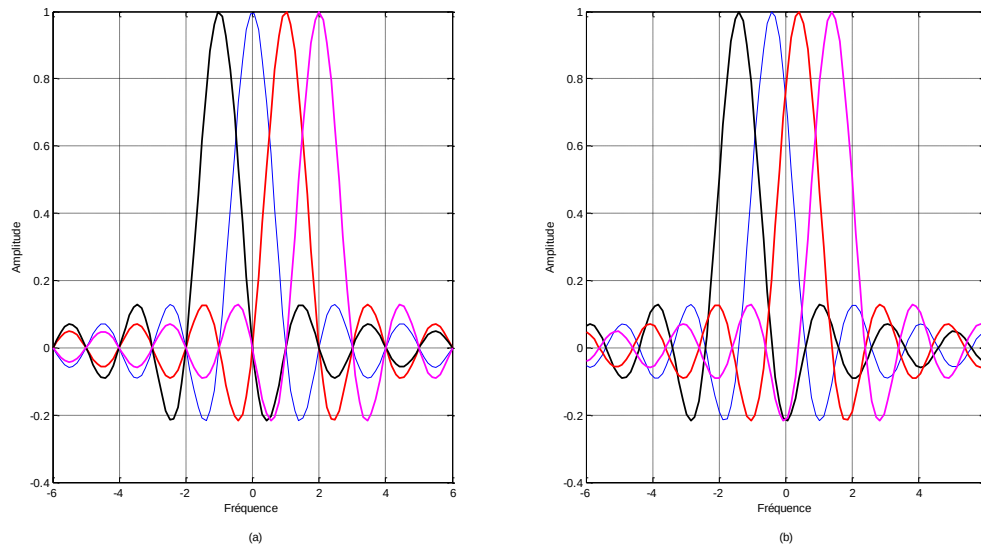


Figure III. 3 Spectre de quatre sous porteuses

(a) en absence du décalage, (b) en présence du décalage

III.4 Effet du décalage fréquentiel sur les symboles OFDM

Les caractéristiques des ICI sont similaires à un bruit Gaussien, elles conduisent à la dégradation des performances. Considérons qu'on veut transmettre des symboles $X(k)$ en utilisant un système OFDM. Ces symboles sont transformés à l'aide de l'IFFT. Le signal en bande de base est ensuite transmis sur le canal.

En raison de l'écart de fréquence entre l'émetteur et le récepteur, le signal reçu est affecté par un décalage de fréquence. Ce signal est noté $y(n)$. Le décalage de fréquence est

ajouté au symbole OFDM au niveau du récepteur. Enfin, pour récupérer les symboles de données, la FFT est appliquée à ce symbole en s'inspirant des travaux faits par [5]. Ce processus de calcul est schématisé par la figure III.4 On applique les précédentes opérations au $X(k)$ pour aboutir à $Y(k)$:

$$x(n) = IFFT\{X(k)\} \quad (III. 6)$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (III. 7)$$

Au niveau du récepteur, le signal reçu devient :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi(k+\varepsilon_T)\frac{n}{N}} = e^{j2\pi \frac{n\varepsilon_T}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (III. 8)$$

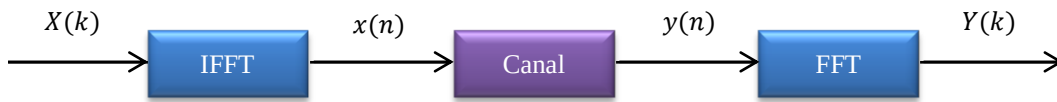


Figure III. 4 Principe d'un système OFDM

Le CFO génère un déphasage du signal émis. Après le bloc FFT, nous récupérons les symboles émis, son expression est donnée par la relation :

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (III. 9)$$

Le signal reçu est donné par la relation suivante (pour plus de détail voir Annexe A):

$$Y(k) = \sum_{l=0}^{N-1} X(l) S(l - k) \quad (III. 10)$$

Ainsi, il peut être exprimé par l'équation suivante :

$$Y(k) = X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X(l) S(l - k) \quad (III. 11)$$

$S(l - k)$ représentent les coefficients complexes affectés aux symboles $X(k)$, ils sont donnés par la relation suivante [12]:

$$S(l - k) = \frac{\sin \pi(l-k+\varepsilon_T)}{N \sin \frac{\pi}{N}(l-k+\varepsilon_T)} e^{j\pi(1-\frac{1}{N})(l-k+\varepsilon_T)} \quad (III. 12)$$

Le premier terme de l'équation III.11 représente le symbole transmis décalé à l'origine (l'information désirée) par un terme qui correspond à ε_T , alors que le deuxième est le résultat de l'effet des ICI dû à la présence du CFO. Comme on peut l'observer à partir de l'équation III.11, le CFO provoque une dégradation de l'amplitude du signal par le facteur suivant:

$$\frac{\sin \pi \varepsilon_T}{N \sin \frac{\pi}{N} \varepsilon_T} \quad (III.13)$$

Dans le but d'évaluer l'impact de ces ICI sur le signal reçu, nous allons tracer les coefficients $S(l - k)$ en fonction des indices des sous porteuses k . Pour cela, on considère un système avec $N = 16$, et pour deux valeurs de $\varepsilon_T = 0.1$ et $\varepsilon_T = 0.4$.

D'après la figure III.5, il est clair que lorsque ε augmente, le coefficient complexe du signal désiré, $S(0)$, diminue, tandis que les coefficients complexes d'ICI augmentent. Comme on peut observer que les sous porteuses adjacentes ont une contribution maximale d'ICI.

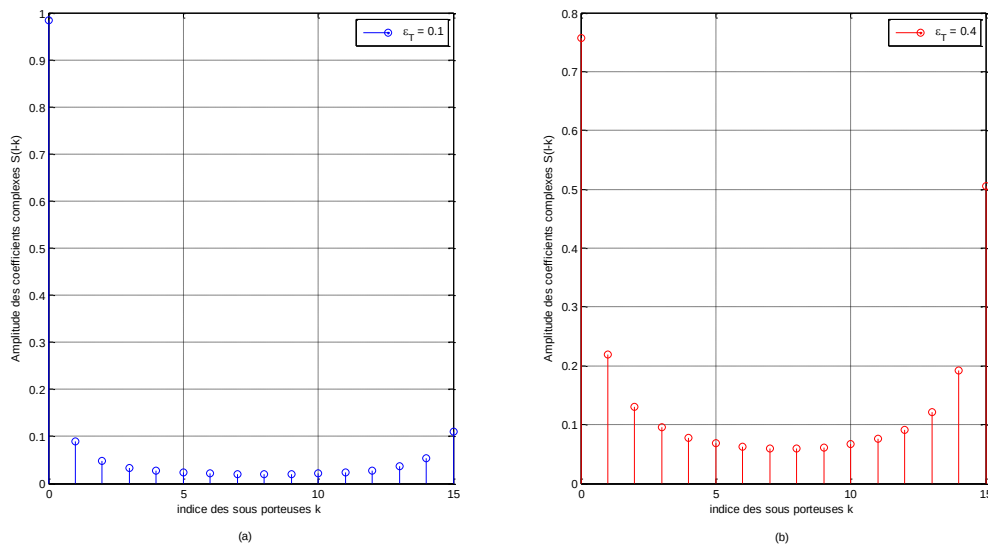


Figure III. 5 Amplitude des coefficients complexes

La figure III.6 retrace les amplitudes des coefficients complexes pour les mêmes valeurs de ε_T mais dont le nombre de sous porteuses choisies est égal respectivement $N = 16$ et $N = 64$. Il est clair que plus les porteuses sont éloignées les unes des autres, moins sont les interférences entre eux.

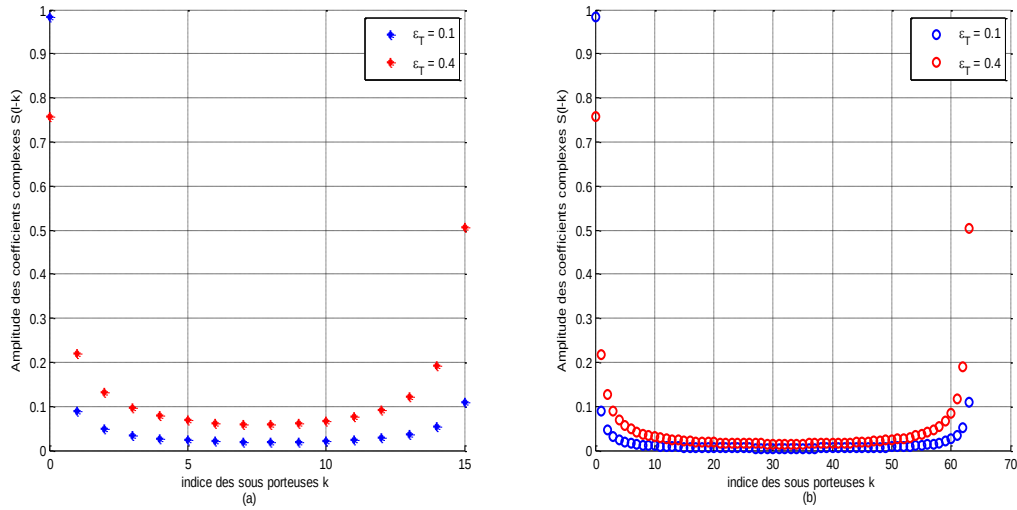


Figure III. 6 Amplitude des coefficients complexes pour : (a) $N = 16$, (b) $N = 64$

III.5 Impact du décalage fréquentiel sur les performances

Afin d'évaluer les performances de la modulation OFDM en présence du décalage de la fréquence porteuse, nous allons introduire trois paramètres d'évaluation.

III.5.1 Rapport porteuse à interférence (CIR)

Pour quantifier le niveau de puissance, il est très utile de calculer le rapport de puissance du signal utile et celle de l'ensemble des interférences, nommé CIR. Ce rapport est donné par l'expression suivante [12] :

$$CIR = \frac{|S(\varepsilon_T, 0)|^2}{\sum_{k=1}^{N-1} |S(\varepsilon_T, k)|^2} \quad (III.14)$$

Avec :

$$|S(\varepsilon_T, 0)| = \left| \frac{\sin \pi(\varepsilon_T, 0)}{N \sin \frac{\pi}{N}(\varepsilon_T, 0)} \right| \quad (III. 15)$$

Considérant les résultats montrées dans [13]:

$$|S(\varepsilon_T, 0)|^2 + \sum_{k=1}^{N-1} |S(\varepsilon_T, k)|^2 = 1 \quad (III. 16)$$

Le CIR devient :

$$CIR = \frac{|S(\varepsilon_T, 0)|^2}{1 - |S(\varepsilon_T, 0)|^2} \quad (III. 17)$$

L'évolution du CIR en fonction d'un décalage total de la fréquence porteuse normalisée $0 \leq \varepsilon_T \leq 0.5$ est décrite par la figure III.7. Le CIR se dégrade considérablement avec l'augmentation du ε_T , ce qui nous permet de dire que les interférences ont une influence négative sur la puissance du signal utile.

III.5.2 Rapport signal à bruit (SNR)

Un autre paramètre permettant d'évaluer le système OFDM est le rapport signal à bruit (SNR) calculé à la sortie du démodulateur et défini comme suit [83]:

$$SNR = \frac{|S(\varepsilon_T, 0)|^2 SNR_0}{\sum_{k=1}^{N-1} |S(\varepsilon_T, k)|^2 SNR_0 + 1} \quad (III. 18)$$

Où SNR_0 représente le SNR en absence de décalage de la fréquence porteuse.

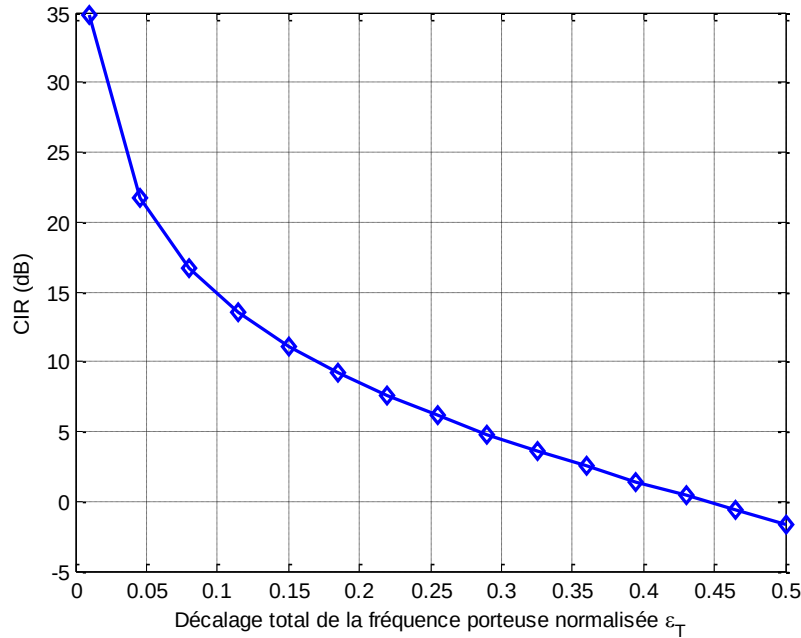


Figure III. 7 Evolution du CIR en fonction de ε_T

En tenant compte des travaux établis par [13] et montrés dans l'équation III. 16, le SNR peut s'exprimer par :

$$SNR = \frac{|S(\varepsilon_T, 0)|^2 SNR_0}{(1 - |S(\varepsilon_T, 0)|^2) SNR_0 + 1} \quad (III. 19)$$

A partir de cette expression, il est clair que l'effet du décalage de la fréquence est de diminuer la puissance du signal par $|S(\varepsilon_T, 0)|^2$ et de convertir la puissance diminuée en puissance d'interférences. Le SNR ne dépend pas seulement de ε_T , mais aussi du nombre de sous porteuse N , car $S(\varepsilon_T, 0)$ dépend de N [83].

La figure III.8 donne un aperçu sur l'évolution du SNR en fonction de ε_T pour trois valeurs choisies du SNR_0 . D'après cette figure, nous remarquons que le SNR se dégrade en fonction du décalage total ε_T .

La figure III.9 représente la variation du SNR avec décalage en fonction de celui en absence de décalage (SNR_0) pour deux cas différents de ε_T . Elle montre clairement que le SNR progresse rapidement avec l'augmentation de SNR_0 , cependant, si on prend en considération les cas choisis de ε_T , nous constatons qu'à valeur suffisamment importante du décalage total $\varepsilon_T = 0.4$ le SNR aura des valeurs réduites par rapport à des valeurs assez faible de $\varepsilon_T = 0.1$.

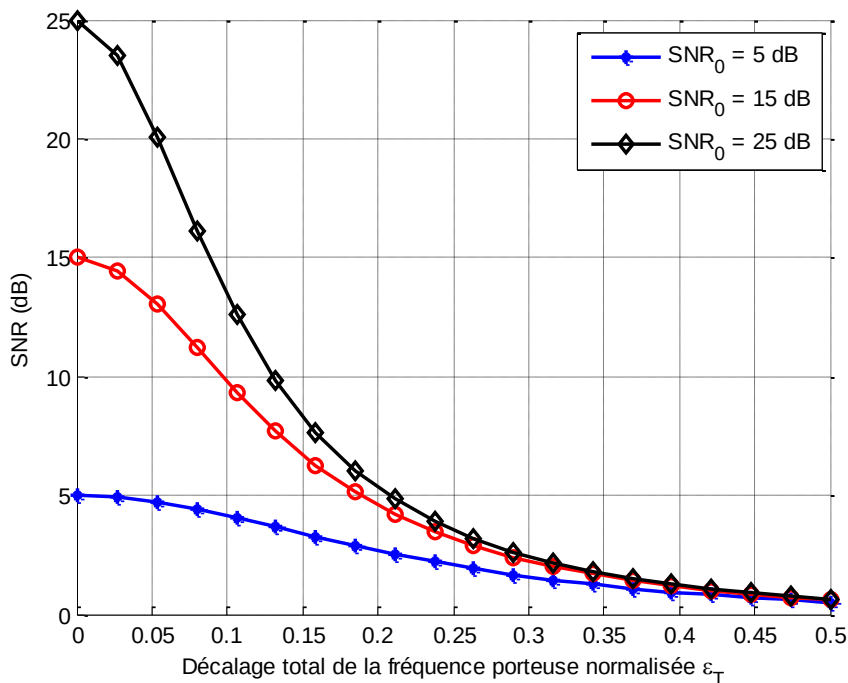


Figure III. 8 Evolution du SNR en fonction de ε_T

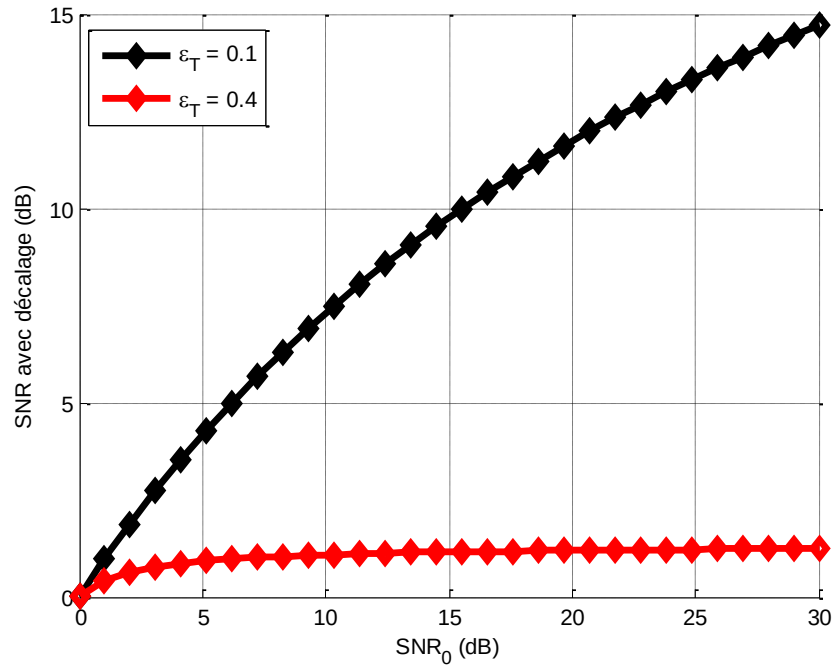


Figure III. 9 Evolution du SNR en fonction de SNR_0 en présence de ε_T

III.5.3 Dégradation du SNR

La dégradation du rapport signal à bruit, due au CFO, est calculée par la relation suivante [83]:

$$D(\varepsilon_T) = \frac{SNR_0}{SNR_{\varepsilon_T}} \quad (III. 20)$$

Dans la figure III.10, la dégradation du SNR ($D(\varepsilon_T)$) est tracé, suivant l'expression III.20, en fonction du décalage total (ε_T) variant de 0 à 0.5. Les valeurs choisies du SNR_0 sont 5, 15 et 20 dB. Comme nous pouvons l'apercevoir la dégradation du SNR augmente avec l'augmentation du décalage total ε_T . En outre, ce décalage entraîne une dégradation plus importante à un système fonctionnant à un SNR élevé qu'à un système fonctionnant à un faible SNR.

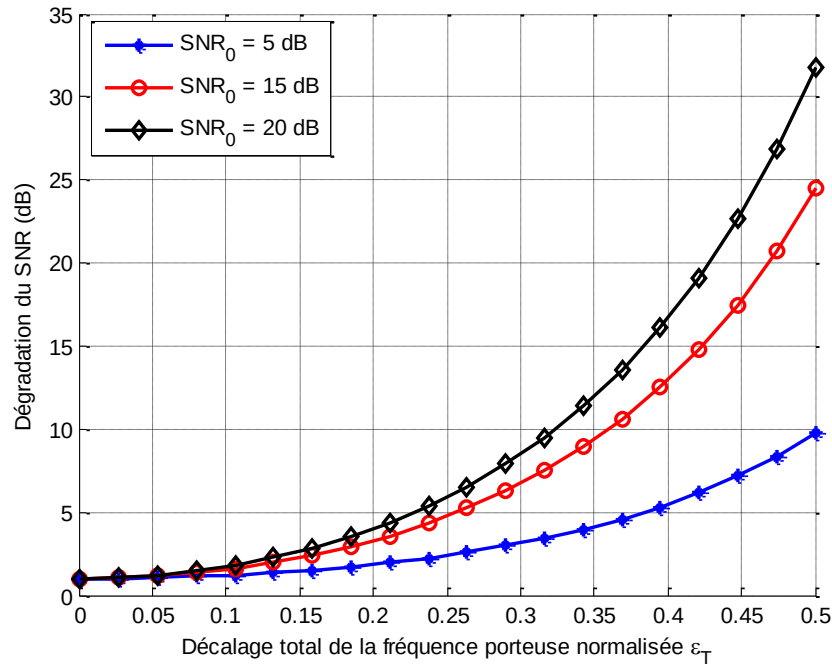


Figure III. 10 Dégradation du SNR en fonction du décalage total

III.6 Algorithmes de réduction des ICI

Afin de minimiser l'impact des ICI sur la transmission numérique, un certain nombre d'algorithmes ont été développés. Dans cette section, on se propose de comparer deux d'entre eux en termes de CIR et SNR, à savoir : la ICI Self Cancellation [12] et la Symmetric Symbol Repetition (SSR) [84].

III.6.1 ICI Self Cancellation

Comme nous avons vu dans le système OFDM, la différence entre le coefficient ICI de deux sous-porteuses consécutives est très faible. Cela constitue la base de l'algorithme « ICI Self Cancellation ». Cette méthode a été proposée par Haggman et Zhao pour la première fois en 1996 [15], puis elle a été reprise en 2001 [12]. Ici, un symbole de données n'est pas modulé dans une sous-porteuse, mais au moins dans deux sous-porteuses consécutives. Si le symbole de données « a » est modulé dans la première sous-porteuse, alors « $-a$ » est modulé dans la seconde sous-porteuse. Par conséquent, l'ICI généré entre les deux sous-porteuses s'annule presque mutuellement.

III.6.1.1 Modulation de la ICI Self Cancellation

D'après la figure III.5, il a été montré que les coefficients ICI changeaient progressivement par rapport à l'indice de la sous porteuse k et que la différence entre $S(l - k)$ et $S(l + 1 - k)$ était très faible. Par conséquent, si une paire de données $(a, -a)$ est modulée sur deux sous porteuses adjacentes $(l, l + 1)$, où « a » des données complexes, alors les signaux ICI générés par la sous porteuse l seront annulés significativement par les ICI générés par la sous porteuse $(l + 1)$.

Supposons que les symboles transmis sont combinés de sorte que

$$X(1) = -X(0); X(3) = -X(2); \dots X(N - 1) = -X(N - 2) \quad (III. 21)$$

Le signal reçu sur la $k^{\text{ième}}$ sous porteuse devient :

$$Y'(k) = \sum_{l \text{ pair}}^{N-2} X(l) (S(l - k) - S(l + 1 - k)) \quad (III. 22)$$

Et sur la $(k + 1)^{\text{ième}}$ sous porteuse est :

$$Y'(k + 1) = \sum_{l \text{ pair}}^{N-2} X(l) (S(l - k - 1) - S(l - k)) \quad (III.23)$$

Le nouveau coefficient ICI est dénoté comme :

$$S'(l - k) = S(l - k) - S(l - k + 1) \quad (III. 24)$$

Il est évident que $S'(l - k) \ll S(l - k)$ et il y a une réduction des interférences. De plus, la sommation en équation III. 22 prend seulement des valeurs paires; le nombre total des signaux d'interférence est réduit de moitié par rapport à celui de l'équation III. 10. Par conséquent, les signaux ICI de l'équation III. 22 sont beaucoup plus petits que ceux de l'équation III. 10 puisque le nombre de signaux ICI et les amplitudes des coefficients ICI ont tous deux été réduits.

III.6.1.2 Démodulation de la ICI Self Cancellation

Afin de réduire encore l'interférence inter porteuse, une démodulation de l'algorithme d'ICI Self Cancellation est nécessaire. La démodulation est supposée fonctionner de telle sorte que chaque signal sur la $(k + 1)^{ème}$ sous porteuse (maintenant k désigne un nombre pair) est multiplié par -1 et ensuite additionné avec celui de la $k^{ème}$ sous porteuse. Ensuite, la séquence de données résultante est utilisée pour prendre une décision de symbole. Il peut être représenté comme suit :

$$Y''(k) = Y'(k) - Y'(k + 1) = \sum_{l \text{ pair}}^{N-2} X(l)[2S(l - k) - S(l - k + 1) - S(l - k - 1)] \quad (III. 25)$$

Alors le coefficient ICI devient :

$$S''(l - k) = 2S(l - k) - S(l - k + 1) - S(l - k - 1) \quad (III. 26)$$

A partir de la figure III. 11, les signaux ICI deviennent plus petits lors de la modulation ICI Cancellation. D'autre part, la démodulation peut encore réduire les ICI résiduels dans les signaux reçus. Cette réduction peut atteindre 50 dB pour certaines porteuses.

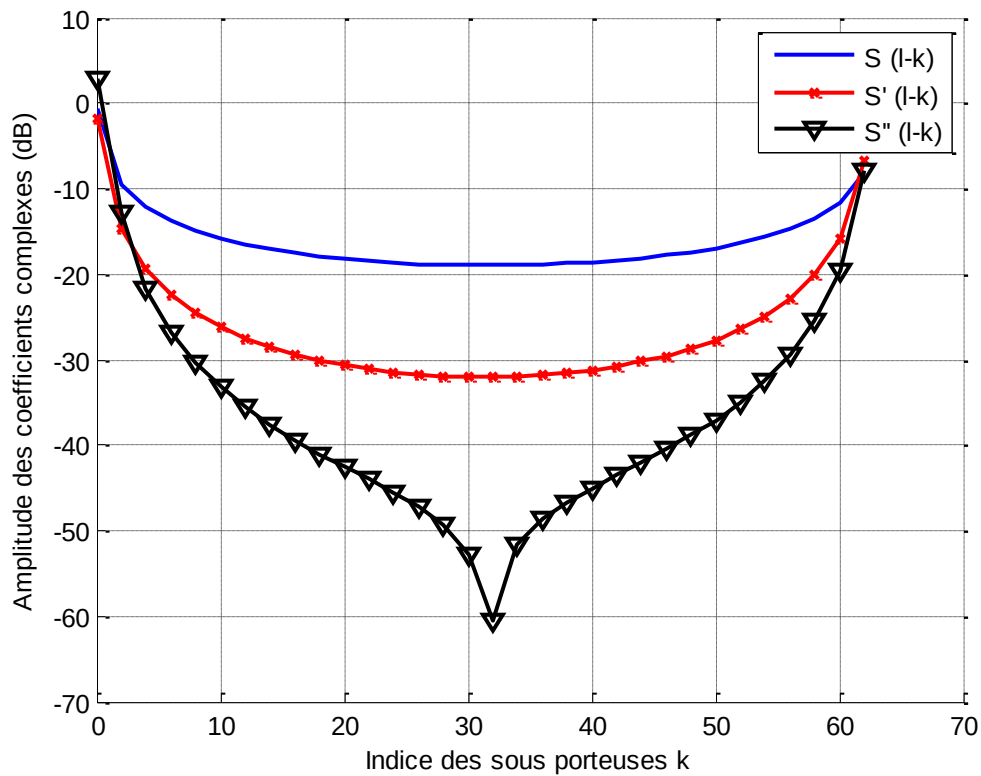


Figure III. 11 Comparaison entre $|S(l - k)|$, $|S'(l - k)|$, $|S''(l - k)|$ pour $N = 64$, $\epsilon_T = 0.3$

III.6.1.3 Performances de la ICI Self Cancellation

Utilisant le coefficient ICI donné par l'équation III. 26, le CIR théorique du schéma ICI Self Cancellation peut être donné comme [12, 85] :

$$CIR_{SC} = \frac{|2S(0)-S(1)-S(-1)|^2}{\sum_{l=2}^{N-2} |2S(l)-S(l+1)-S(l-1)|^2} \quad (III. 27)$$

l pair

La figure III.12 montre la comparaison entre le CIR de l'algorithme ICI Self Cancellation, calculé par l'équation III. 27, et celui d'un système OFDM calculé par l'équation III. 14. Comme prévu, le CIR est assez amélioré en utilisant le modèle de la ICI Self Cancellation. L'amélioration peut être supérieure à 15 dB pour $0 < \varepsilon_T < 0,5$. Comme mentionné ci-dessus, la redondance dans cette méthode réduit l'efficacité de la bande passante de moitié. Cela pourrait être compensé en transmettant des signaux de plus grande taille de l'alphabet.

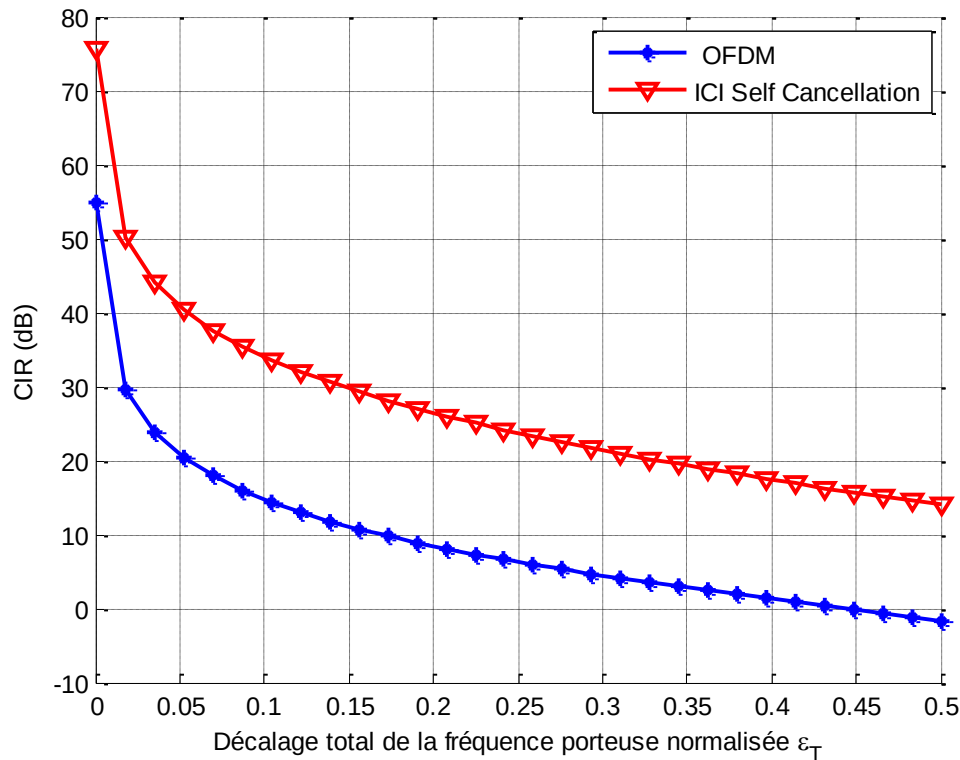


Figure III. 12 Comparaison entre l'OFDM et ICI Self Cancellation en termes de CIR

Un autre critère permettant de mieux évaluer la méthode « ICI Self Cancellation » est le rapport signal à bruit (SNR). Il est donnée par [86]:

$$SNR_{SC} = \frac{|2S(0)-S(1)-S(-1)|^2 SNR_0}{\sum_{l=2}^{N-2} |2S(l)-S(l+1)-S(l-1)|^2 SNR_0 + 4} \quad (III. 28)$$

Le calcul du SNR est détaillé dans l'annexe (B).

La figure III.13 donne un aperçu sur les performances de la méthode ICI Self Cancellation en termes de SNR. Cette figure est tracée pour trois valeurs choisies de SNR_0 . Il est clair que la dégradation du SNR est très remarquable avec l'augmentation du ε_T . Cette dégradation est plus significative pour un fort SNR en absence de décalage, elle est de 15 dB pour $SNR_0 = 25dB$.

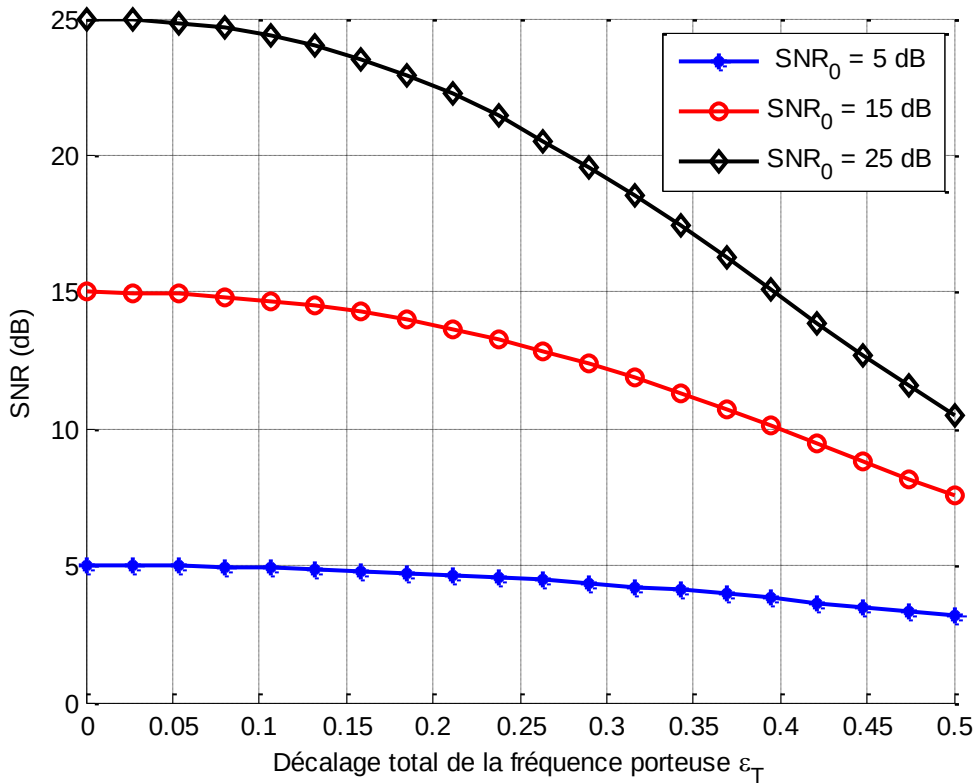


Figure III. 13 SNR de la ICI Self Cancellation en fonction du ε_T

III.6.2 Symmetric Symbol Repetition

En 2000, Sathananthan a proposé une nouvelle combinaison des symboles [84] sous le nom « Symmetric Symbol Repetition ». Cette méthode est très similaire à la ICI Self Cancellation, la seule différence est que, dans cette méthode, la symétrie impaire du terme d'interférence $S(l, k) = S(l, -k)$ est utilisée en modulant les données sur les sous porteuse k et $(N - 1 - k)$.

III.6.2.1 Modulation de la Symmetric Symbol Repetition

Dans cette méthode, le symbole de données à transmettre sur la $k^{ième}$ sous porteuse est répété sur la $(N - 1 - k)^{ième}$ sous porteuse avec une polarité opposée, c'est-à-dire,

$$X(N - 1) = -X(0); X(N - 2) = -X(1); \dots X(N - 1 - k) = -X(k) \quad (III. 29)$$

En appliquant cette combinaison sur le signal OFDM donné par l'équation (III. 10), le signal des données reçues sur la $k^{ième}$ sous porteuse est donné par :

$$Y'(k) = \sum_{l \text{ pair}}^{N-2} X(l) (S(l - k) - S(N - l - 1 - k)) \quad (III. 30)$$

Le signal suivant s'écrit sous la forme :

$$Y'(N - 1 - k) = \sum_{l \text{ pair}}^{N-2} X(l) (S(l - 1 - k) - S(N - l - k)) \quad (III. 31)$$

III.6.2.2 Démodulation de la Symmetric Symbol Repetition

Dans le but d'encore minimiser les ICI, il est toutefois utile d'appliquer une démodulation à cette méthode. De l'équation (III.30) et (III.31), le signal construit après la démodulation est défini par :

$$Y''(k) = Y'(k) - Y'(N - 1 - k) \quad (III. 32)$$

$$Y''(k) = \sum_{l \text{ pair}}^{N-2} X(l) [S(l - k) - S(N - l - 1 - k) - S(l - 1 - k) + S(N - l - k)] \quad (III.33)$$

Alors, son nouveau coefficient complexe devient :

$$S''(l-k) = S(l-k) - S(N-l-1-k) - S(l-1-k) + S(N-l-k) \quad (III. 34)$$

III.6.2.3 Performances de la Symmetric Symbol Repetition

Le CIR de cette méthode peut être écrit comme [84]:

$$CIR_{SSR} = \frac{|2S(0) - S(-1) - S(1)|^2}{\sum_{\substack{l=2 \\ l \text{ pair}}}^{N-2} |S(l) + S(N-l) - S(N-l-1) - S(l-1)|^2} \quad (III. 35)$$

Nous comparons le CIR de l'OFDM donné par l'équation (III.14) et celui de la SSR donné par l'équation (III.35) par les tracés de la figure III. 14. D'après cette figure, il est clair que les performances de la SSR en termes de CIR est d'environ 30 dB mieux que celles de l'OFDM pour des faibles valeurs de ε_T .

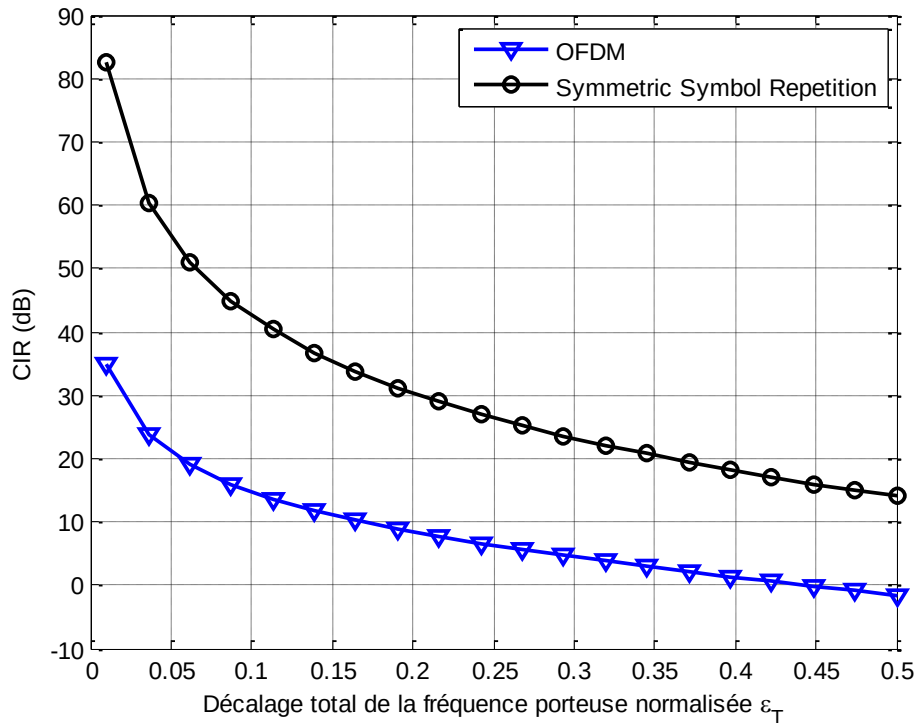


Figure III. 14 Comparaison entre l'OFDM et la SSR en termes de CIR

Le deuxième paramètre permettant de quantifier les performances de cet algorithme est le rapport SNR qui s'écrit sous la forme [86] (voir Annexe B) :

$$SNR_{SSR} = \frac{|2S(0) - S(1) - S(-1)|^2 SNR_0}{\sum_{l=2}^{N-2} |S(l) + S(N-l) - S(N-l-1) - S(l-1)|^2 SNR_0 + 4} \quad (III. 36)$$

La figure III.15 trace le SNR de la méthode étudiée (SSR) pour trois valeurs choisies de SNR_0 . Nous remarquons que lorsque le décalage total ε_T augmente, le SNR se dégrade considérablement.

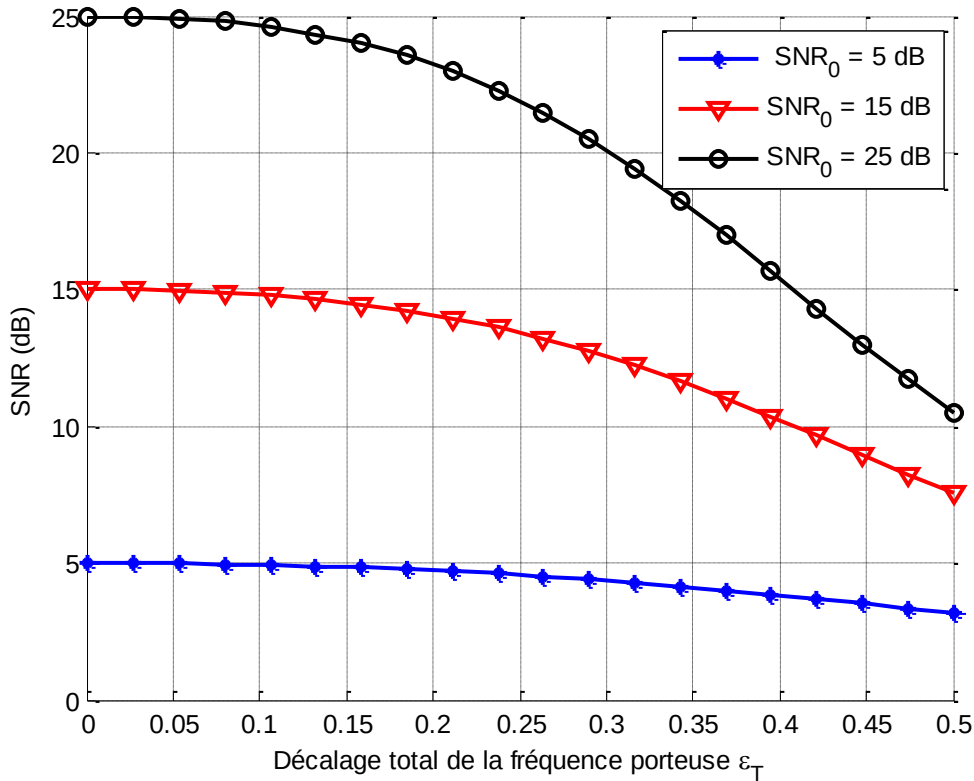


Figure III. 15 SNR de la Symmetric Symbol Repetition en fonction du ε_T

III.6.3 Comparaison entre les deux méthodes

Nous avons vu précédemment que le coefficient complexe $S(l - k)$ est une forme *sinc*, donc $S(1)$ et $S(-1)$ sont significativement plus grands que $S(N - 1)$ et $S(1 - N)$. Pour cette raison, le dénominateur de l'équation (III.35) est légèrement plus grand que celui de l'équation (III.27), $S(l) + S(N - l) - S(N - l - 1) - S(l - 1) > 2S(l) + S(l + 1) - S(l - 1)$. Donc dans l'ensemble, l'algorithme de la Symmetric Symbol Repetition a un CIR plus supérieur à celui de la ICI Self Cancellation. Cette remarque est validée par la figure III.16.

Afin d'assurer l'avantage de la SSR par rapport à la SC, nous passons à calculer le gain de chaque méthode par rapport à l'OFDM. Pour la ICI Self Cancellation, il est donné par [85]:

$$G = 10 * \log_{10}(CIR_{SC}) - 10 * \log_{10}(CIR) \quad (III. 37)$$

Alors que celui de la Symmetric Symbol Repetition, il peut être défini comme suit [85]:

$$G' = 10 * \log_{10}(CIR_{SSR}) - 10 * \log_{10}(CIR) \quad (III. 38)$$

La figure III.17 montre le gain en CIR des différents algorithmes étudiés. Pour la ICI Self cancellation, la variation du gain est d'environ 5 dB pour un décalage ε_T compris entre 0 et 0.5 ; alors que pour la Symmetric Symbol Repetition, cette variation est d'autant plus observable, elle est de plus que 40 dB pour la même plage du décalage. De ce point de vue l'algorithme de Symmetric Symbol Repetition est le plus performant. Mais si le mobile évolue dans un environnement très variable en termes de CFO, la Self Cancellation est la plus adéquate à ce cas, car elle a des performances plus stables à cause de sa courbe qui est plus plate.

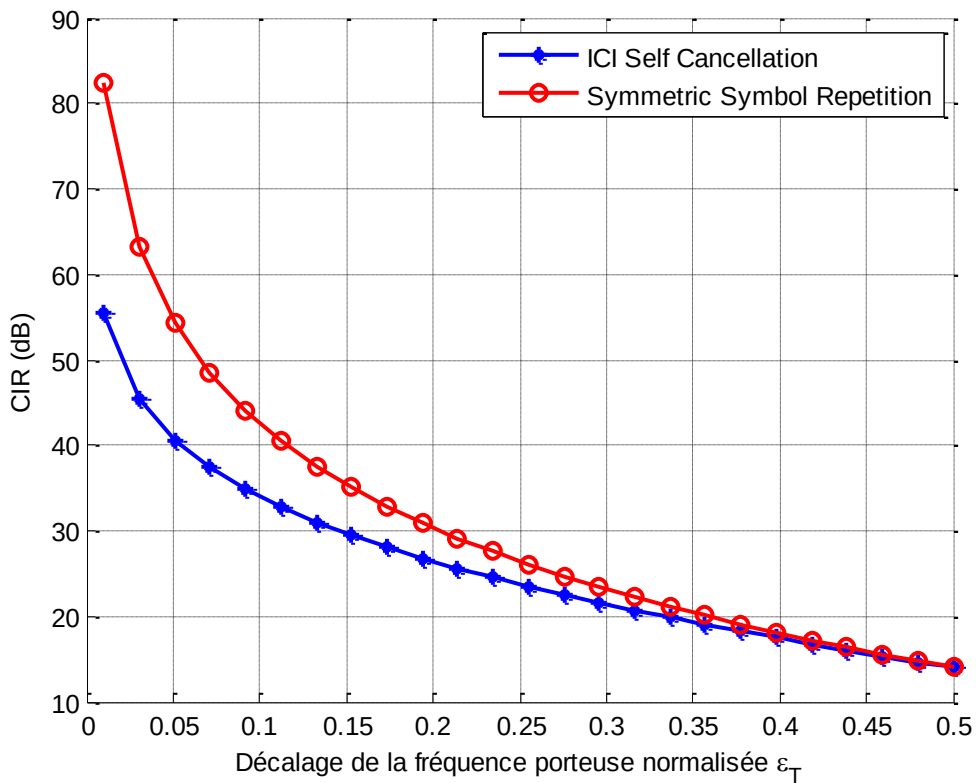


Figure III. 16 Comparaison entre les deux algorithmes étudiés en termes de CIR

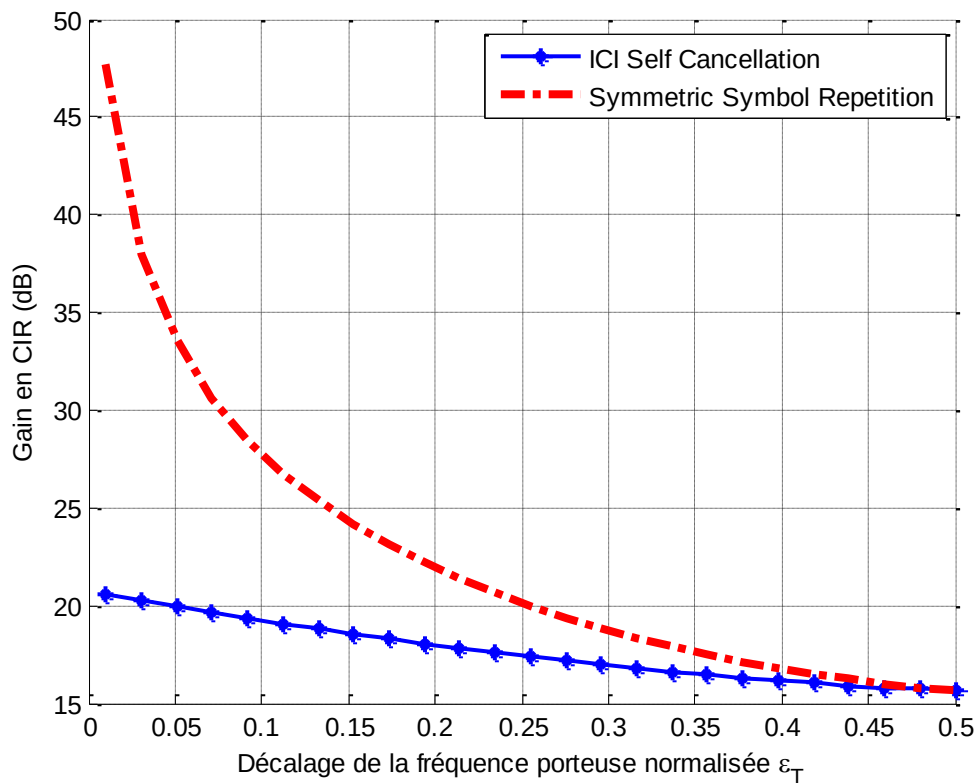


Figure III. 17 Gain en CIR des deux algorithmes

Dans le but d'approuver laquelle des deux méthodes est la plus performante vu qu'elles ont le même débit, nous allons tracer le gain en SNR sur la figure III.18. La comparaison entre les deux algorithmes nous a permis de constater que pour les faibles valeurs du décalage, la différence entre les deux algorithmes est négligeable, alors que pour les valeurs élevées du décalage, la SSR offre de meilleures performances par rapport à la SC. Nous pouvons donc conclure que pour une combinaison différente et pour le même débit des symboles émis, la SSR est la plus appropriée, en effet, l'amélioration peut atteindre 1.3 dB.

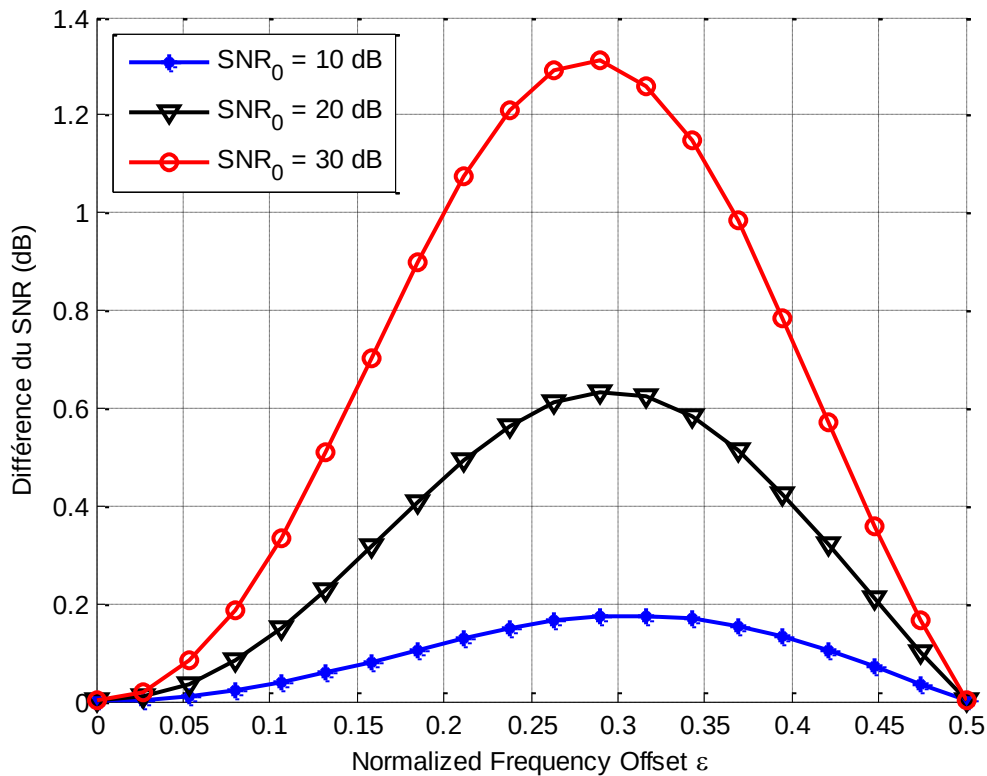


Figure III. 18 Différence du SNR entre les deux méthodes

Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude du décalage de la fréquence porteuse et les interférences qui en résultent. Nous avons commencé par présenter les différentes sources de ce décalage et son influence sur l'orthogonalité et les symboles OFDM. Afin de déterminer le niveau de dégradation, nous avons passé ensuite à évaluer les performances de ce système en termes de CIR et SNR. Les résultats montrent que la dégradation des performances est d'autant plus remarquable avec l'augmentation du décalage fréquentiel.

Dans le but de minimiser l'effet néfaste de ce décalage, plusieurs algorithmes ont été proposés. Dans ce travail, nous nous étions intéressés à deux d'entre eux: La ICI Self Cancellation (SC) et la Symmetric Symbol Repetition (SSR). Cette étude nous mène à développer de nouvelles expressions mathématiques en termes de SNR. La comparaison entre les deux algorithmes nous a permis de constater que pour les faibles valeurs du décalage, la différence entre les deux algorithmes est négligeable, alors que pour les valeurs élevées du décalage, la SSR montre sa supériorité par rapport à la SC.

Chapitre IV

Limites de l'utilisation de l'OFDM

Introduction

L'OFDM est très vulnérable au CFO généré principalement par la différence de fréquences des oscillateurs locaux au niveau de l'émetteur et du récepteur, et d'autre part par le décalage Doppler produit par la mobilité du récepteur par rapport à l'émetteur. Les ICI résultantes de ces décalages dégradent progressivement les performances du système.

Contrairement aux études précédentes [12, 17, 87, 88] qui considèrent le CFO comme un seul paramètre, constant dans le temps, les travaux établis par Tayebi et Bouziani [25] affirme que le décalage total produit est la superposition des deux décalages énumérés précédemment.

Comme la variation des fréquences des oscillateurs locaux d'émission et de réception est négligeable dans le temps, le seul paramètre susceptible de varier est l'effet Doppler. Ce dernier est étroitement lié à la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur. Avant de stabiliser sa vitesse, un mobile doit passer par une phase de démarrage où la vitesse varie progressivement dans le temps. La même chose arrive pendant un freinage; la vitesse varie jusqu'à une valeur nulle. Cette variation peut altérer les performances du système OFDM, donc, nous avons jugé utile d'évaluer ces performances afin de mieux comprendre le problème proposé.

Dans ce chapitre, nous étudions l'effet induit par ces variations de vitesse sur les performances du système OFDM. Les limites de la modulation OFDM sont représentées dans un trajet en vue directe (LOS), où le mobile est soumis à différents types d'accélération. Pour cette étude, un modèle linéaire de variation de vitesse est choisi pour analyser les performances du système en termes de CIR et de SNR. La variation temporelle de ces performances par rapport à la vitesse est présentée afin de montrer l'importance de l'effet causé par les changements de vitesse.

IV.1 Travaux connexes

Un des principaux problèmes rencontrés lors de l'adoption de l'OFDM est sa vulnérabilité au CFO. Les principales sources de ce décalage sont les imperfections des oscillateurs locaux et l'effet Doppler dû au déplacement relatif des mobiles qui communiquent. Selon l'étude de [25], le premier est appelé décalage statique tandis que le

seconde est nommé décalage dynamique. Les ICI générées par ces décalages dégradent considérablement les performances du système.

Les études précédentes étaient basées sur différentes valeurs du CFO [89, 90], mais la question qui se pose est comment évolue ce décalage en fonction du temps lorsque celui-ci ne garde pas une valeur constante. Afin de minimiser l'effet du décalage généré, un certain nombre d'algorithmes ont été développés [12, 16, 91-93]. Les méthodes de réduction des ICI qui garantissent la fiabilité du décodage sont étudiées par Armstrong [16, 17, 94].

Zhao et Häggman [12] ont également proposé un schéma efficace « ICI Self Cancellation » pour un canal affecté par un décalage de fréquence constant. L'algorithme « General ICI Self Cancellation » proposé par Seyedi [22] utilise une méthode à base de fenêtre pour éliminer les interférences. Cet algorithme est analysé en présence d'un décalage survenant à partir des imperfections des oscillateurs locaux (décalage statique). Le Polynomial Cancellation Coded (PCC) proposé par Armstrong [17, 88] permet de minimiser l'effet des instabilités des oscillateurs locaux dans, à la fois, l'émetteur et le récepteur. L'implémentation de cet algorithme sur la radio définie par logiciel (Soft-Defined Radio SDR) [88], avec un décalage statique en fait un candidat approprié pour les systèmes de communication de la 5^{ème} génération (5G).

La plupart de ces approches permettent de réduire l'impact de l'ICI lorsque le système OFDM souffre d'un niveau moyen de CFO. Au fur et à mesure que le CFO augmente, les interférences résultantes peuvent gravement altérer les performances de ces algorithmes. L'utilisation de deux symboles pilotes successifs et identiques pour estimer le CFO fait de l'algorithme proposé par Moose [95], la base principale de la plupart des méthodes d'estimation [87, 96, 97]. En outre, dans la technique d'estimation [98, 99], le maximum de vraisemblance (ML pour Maximum Likelihood) peut également être valable pour le signal produit par les méthodes de « General ICI Cancellation ». Ces approches ont également traité le CFO comme un paramètre unique qui est constant dans le temps.

En fait, ce décalage est la superposition de deux décalages. Le premier est statique et ne dépend que de la qualité des oscillateurs locaux. Le second est dynamique et est étroitement lié à la vitesse relative de l'émetteur par rapport au récepteur [25, 56]. Cette vitesse peut être constante, mais elle peut aussi être variable dans le temps comme dans le cas d'un démarrage ou d'un freinage d'un véhicule en déplacement; cette variation donne naissance au concept

d'accélération. Une voiture peut voir son accélération varier de 1 à 3 m/s² alors que celle d'un TGV (Train à grande vitesse) ne dépasse pas 0,4 m/s². Par exemple, cette variation pourrait influencer la qualité de la conversation de téléphone basé sur la modulation OFDM dans un mobile en mouvement.

Le but de ce travail est de trouver les limites de l'utilisation de l'OFDM dans un canal radio mobile où le mobile est soumis à diverses accélérations.

IV.2 Décalage de la fréquence porteuse

Le concept principal utilisé dans les systèmes OFDM est l'orthogonalité des sous porteuses; un faible décalage de fréquence peut détruire cette orthogonalité et générer une dégradation des performances au niveau du récepteur. Deux sources principales de CFO sont énumérées. Le premier, noté Δf , est dû à une discordance de fréquence entre la porteuse locale au niveau de l'émetteur et du récepteur. Sa valeur normalisée est donnée par l'équation (III.2) [56].

Le mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur induit une seconde source de CFO, appelée Effet Doppler qui donne naissance à un décalage de fréquence f_d . La valeur normalisée de celle-ci est définie par l'équation (III.4) [25].

Les seuls paramètres qui peuvent varier dans le temps sont la vitesse relative de l'émetteur par rapport au récepteur v , et l'angle d'incidence α . Le tableau IV. 1 récapitule les différents cas possibles des changements. En effet, lors d'une communication point à point où la mobilité est absente ($v = 0$), l'effet Doppler est complètement absent. Si le mobile se déplace à une vitesse constante dans le temps, nous avons un décalage constant, $\varepsilon_d = cst$. Mais si ce mobile change sa vitesse, le décalage varie en fonction du temps.

Vitesse v	Angle α	ε_d
Constant (mouvement uniforme)	Constant (D et v colinéaires)	Constant
Constant (mouvement uniforme)	Variable (D et v non colinéaires)	Variable
Variable (mouvement accéléré)	Constant (D et v colinéaires)	Variable
Variable (mouvement accéléré)	Variable (D et v non colinéaires)	Variable

Tableau IV. 1 Décalage Doppler normalisé ε_d en fonction de la vitesse v et l'angle α [56]

Le décalage total de la fréquence porteuse normalisé est donc la superposition des deux décalages mentionnés ci-dessus; il est donné par Tayebi et Bouziani [25] comme:

$$\varepsilon_T = \varepsilon_0 + \varepsilon_d \quad (IV. 1)$$

$$\varepsilon_T = T_u(\Delta f + f_p \frac{v}{c} \cos \alpha) \quad (IV. 2)$$

ε_0 est considéré comme un décalage statique alors que ε_d est un décalage dynamique qui peut prendre des valeurs positives pour ($0^\circ < \alpha < 90^\circ$) et des valeurs négatives pour ($90^\circ < \alpha < 180^\circ$). Cette propriété fournit un décalage total inférieur au décalage dû uniquement aux imperfections des oscillateurs locaux.

La valeur maximale de ε_T est donnée pour $\alpha = 0^\circ$:

$$\varepsilon_{T_{max}} = \varepsilon_0 + T_u f_p \frac{v}{c} \quad (IV. 3)$$

Alors que sa valeur minimale est donnée pour $\alpha = 180^\circ$:

$$\varepsilon_{T_{min}} = \varepsilon_0 - T_u f_p \frac{v}{c} \quad (IV. 4)$$

Dans ce chapitre, nous ne considérons que la variation dans le temps de la vitesse, sans nous intéresser à la variation de l'angle α .

IV.3 OFDM affecté par le CFO

Dans un système de communication numérique, l'émetteur et le récepteur peuvent être fixes ou mobiles. Dans une liaison fixe, le CFO est constant et ne dépend que des imperfections des oscillateurs locaux. Cependant, si l'émetteur ou le récepteur se déplace avec une vitesse variable dans le temps, le CFO varie et dépend de l'accélération du mobile.

Considérons un système OFDM à N sous porteuses. Les symboles $X(k)$ provenant d'une modulation à grand nombre d'états comme la QAM-64 ou la QAM-256 sont transmis en parallèle sur les N sous porteuses. Le schéma bloc du système OFDM affecté par le CFO est donné par la figure IV. 1.

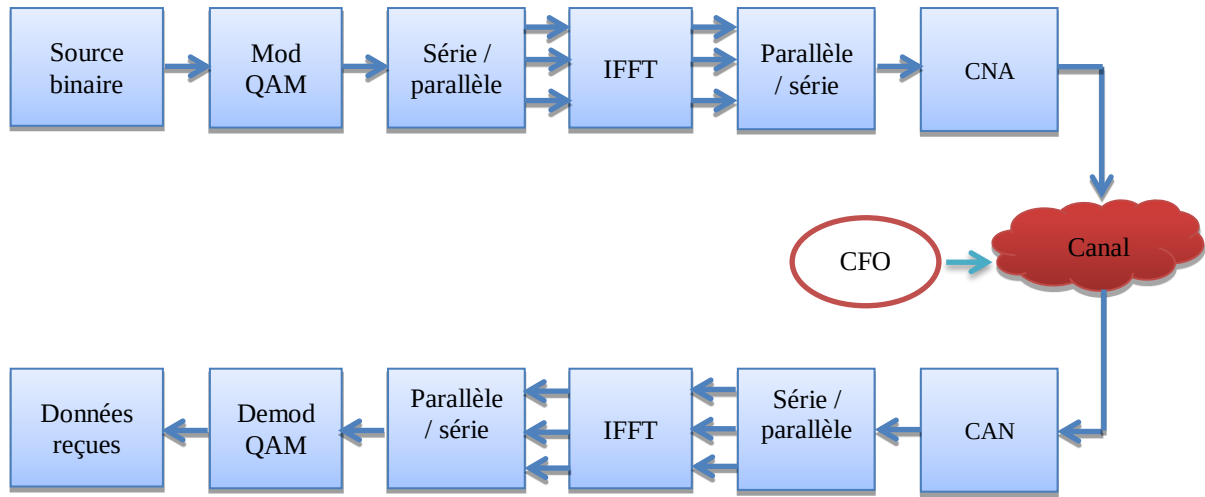


Figure IV. 1 Schéma bloc d'un système OFDM affecté par le décalage de la fréquence porteuse

Le signal reçu donné par l'équation (III.11) s'écrit sous la forme [100]:

$$Y(k) = X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X(l) S(l-k) + n_k \quad (IV.5)$$

Où $X(k)$ représente le symbole transmis sur la $k^{ème}$ sous-porteuse et n_k est un bruit blanc additif gaussien (Additif White Gaussien Noise AWGN).

Le CFO détruit l'orthogonalité entre les sous porteuses ce qui donne naissance à des interférences (ICI) dont les coefficients complexes sont donnés par [25, 81]:

$$S(l - k) = \frac{\sin\pi(l-k+\varepsilon_T)}{N\sin\frac{\pi}{N}(l-k+\varepsilon_T)} e^{j\pi(1-\frac{1}{N})(l-k+\varepsilon_T)} \quad (IV. 6)$$

Où l et k représentent respectivement les indices des sous porteuses au niveau de l'émetteur et du récepteur. Ces coefficients seront étudiés dans le cas où le décalage total varie en fonction du temps.

IV.4 OFDM dans le cas mobile

Un véhicule ne se déplace pas toujours à une vitesse constante, en effet, pour un automobiliste ayant parcouru 240 km en 3 heures, il a parfois roulé à 100 km/h, parfois à 60 km/h et s'est même arrêté, accéléré ou freiné plusieurs fois. Sa vitesse moyenne est alors égale à 80 km/h. L'accélération est générée lorsque la vitesse du véhicule varie en fonction du temps. L'expression de cette vitesse est donnée par la relation :

$$v = \gamma t \quad (IV. 7)$$

Où $\gamma = \frac{dv}{dt}$ représente l'accélération du mobile et t est le temps pendant lequel le véhicule est soumis à cette accélération.

La modulation OFDM est mal adaptée au canal radio mobile en raison du CFO généré essentiellement par l'effet Doppler. Lors d'un déplacement, la vitesse d'un véhicule se fait en trois phases. Pendant la première, la vitesse augmente graduellement, dans la seconde, elle est stable et en fin de parcours, elle est réduite à une valeur nulle. Dans la première et la dernière phase, la vitesse varie en fonction du temps.

Le décalage total de fréquence porteuse normalisé pour un mobile dont sa vitesse change devient alors [81]:

$$\varepsilon_T = T_u(\Delta f + f_p \frac{\gamma t}{c}) \quad (IV. 8)$$

En remplaçant l'équation (IV. 8) dans (IV. 6), on obtient la nouvelle expression des coefficients complexes :

$$S(l - k) = \frac{\sin\pi(l-k+\varepsilon_0+T_u f_p \frac{\gamma t}{c})}{N \sin\frac{\pi}{N}(l-k+\varepsilon_0+T_u f_p \frac{\gamma t}{c})} \cdot e^{j\pi(1-\frac{1}{N})(l-k+\varepsilon_0+T_u f_p \frac{\gamma t}{c})} \quad (IV. 9)$$

Ces coefficients dépendent étroitement du temps ainsi de l'accélération γ à laquelle est soumis le véhicule.

Considérons le cas d'une modulation OFDM de 64 sous porteuses où $\varepsilon_0 = 0.05$. Les figures IV.2 et IV.3 montrent respectivement l'influence de l'accélération sur la puissance du signal utile et sur la puissance des interférences. Les deux valeurs choisies de γ , ($\gamma = 0.5 \text{ m/s}^2$ et $\gamma = 1 \text{ m/s}^2$) correspondent à deux véhicules se déplaçant avec la même vitesse mais à des accélérations différentes.

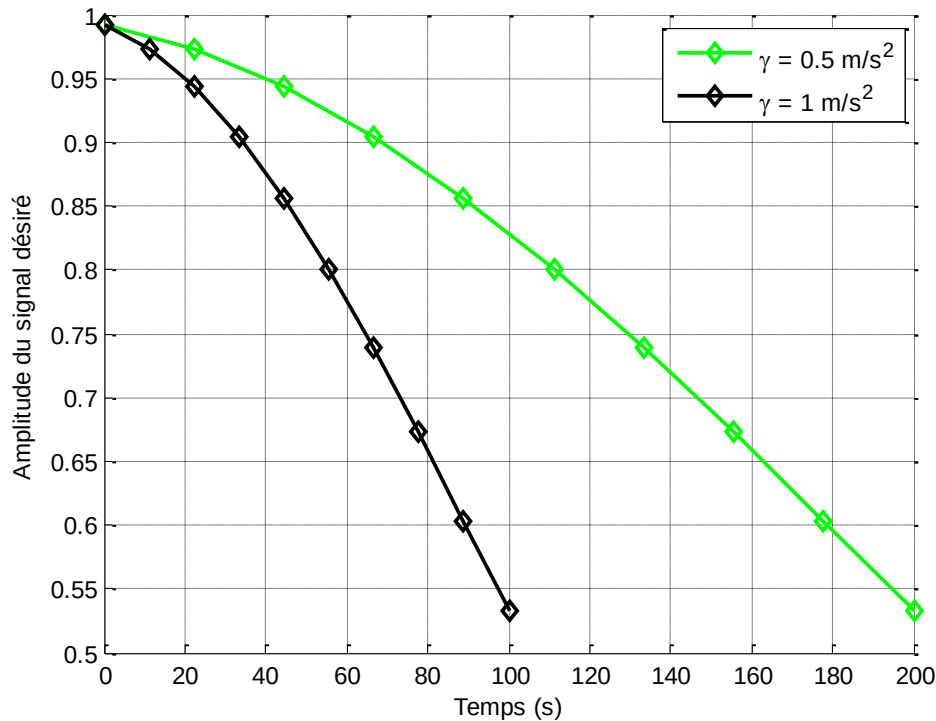


Figure IV. 2 Influence de l'accélération sur l'amplitude du signal désiré

Comme les montrent les figures IV.2 et IV.3, la puissance du signal utile se dégrade au cours du temps alors que celle des interférences augmente. Il est aussi à noter que plus l'accélération augmente, plus la dégradation du signal utile et l'augmentation des

interférences seront rapides. Ce résultat signifie que la diminution de l'accélération aidera à conserver le niveau des performances lors d'une communication mobile.

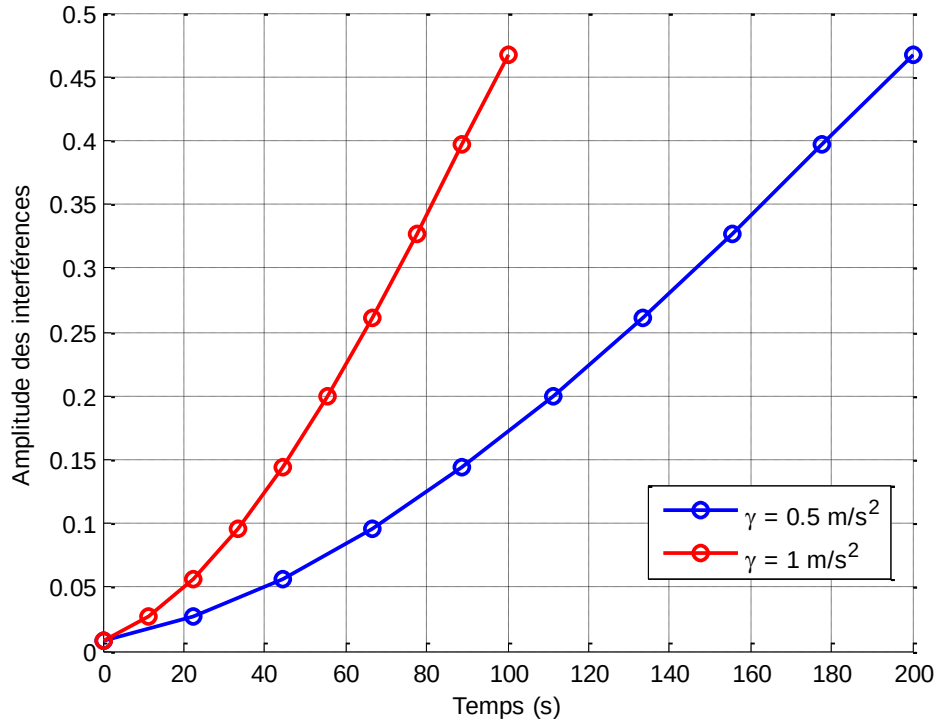


Figure IV. 3 Influence de l'accélération sur l'amplitude des interférences

IV.5 Evaluation des performances

IV.5.1 CIR

Les performances sont quantifiées en termes de CIR. Il est défini comme le rapport entre la puissance du signal désiré et la puissance de l'ensemble des interférences. Pour le calcul du CIR, le bruit additif est omis. La puissance du signal utile calculée pour $l = k$ est donnée par [12]:

$$P_u = E[|X(k)S(0)|^2] \quad (IV. 10)$$

$$P_u = |S(0)|^2 E[X(k)]^2 \quad (IV. 11)$$

$$P_u = |S(0)|^2 \sigma_x^2 \quad (IV. 12)$$

Où σ_x^2 représente la puissance du signal transmis, $E[.]$ est l'espérance.

$$|S(0)|^2 = \left| \frac{\sin \pi(\varepsilon_0 + T_u f_p \frac{\gamma t}{c})}{N \sin \frac{\pi}{N}(\varepsilon_0 + T_u f_p \frac{\gamma t}{c})} \right|^2 \quad (IV. 13)$$

Alors que celle de l'ensemble des interférences peut être calculée par la relation suivante [12] :

$$P_I = E \left[\left| \sum_{l \neq k}^{N-1} X(l) S(l - k) \right|^2 \right] \quad (IV. 14)$$

$$P_I = \left| \sum_{l \neq k}^{N-1} S(l - k) \right|^2 \sigma_x^2 \quad (IV. 15)$$

Il est supposé aussi que les données transmises ont une moyenne nulle et sont statiquement indépendantes. Donc, le CIR, de la $k^{ième}$ sous porteuse, peut s'écrire sous la forme [12] :

$$CIR = \frac{|S(0)|^2}{\sum_{l=1}^{N-1} |S(l)|^2}. \quad (IV. 16)$$

Ou encore sous la forme suivante:

$$CIR = \frac{|S(0)|^2}{1 - |S(0)|^2}. \quad (IV. 17)$$

Les performances dépendent donc étroitement du terme $|S(0)|$, qui dépend de trois paramètres: accélération, temps où le véhicule est soumis à cette accélération et décalage statique ε_0 .

L'objectif de ce chapitre est de déterminer les limites de l'utilisation de l'OFDM dans le contexte radio mobile, spécialement lorsque celui-ci est soumis à une variation de la vitesse en fonction du temps.

Nous allons supposer que la vitesse admissible est de 180 km/h. Le temps où le mobile est soumis à l'accélération, est calculé de telle façon à obtenir une vitesse de croisière réglementée.

La Figure IV. 4 trace l'évolution du CIR pour deux valeurs données du décalage statique $\varepsilon_0 = 0.05$ et $\varepsilon_0 = 0.1$ et une vitesse variante de 0 à 360km/h. Pour une vitesse nulle, l'effet Doppler est absent et le CIR ne dépend que de ε_0 . Il est constant et prend les valeurs

maximales de 14.7 et 20.8 dB respectivement pour les valeurs $\varepsilon_0 = 0.05$ et $\varepsilon_0 = 0.1$. Ces valeurs sont les mêmes obtenues lors de la trace de CIR en fonction de ε dans les travaux de [12, 85].

La valeur du CIR est assez grande pour une vitesse assez faible et elle se dégrade considérablement avec l'augmentation de celle-ci.

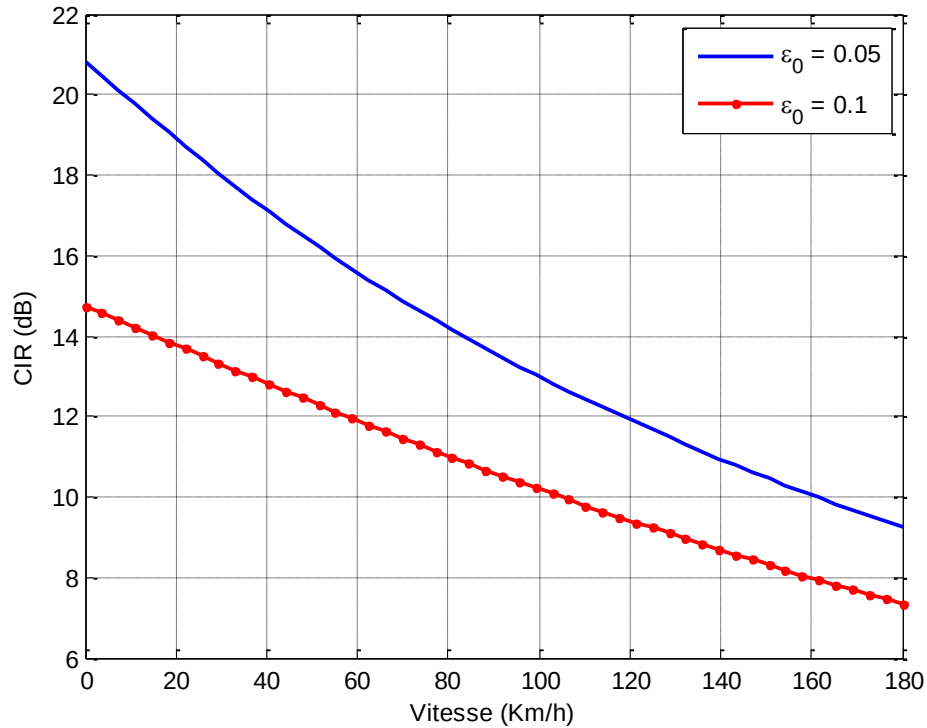


Figure IV. 4 CIR en fonction de la vitesse

On suppose que pour la communication OFDM, $\varepsilon_0 = 0.05$. Cette valeur donne les performances pour une vitesse nulle. L'évolution du CIR est montrée par la Figure IV. 5 pour différentes valeurs de γ . En effet, si le véhicule est soumis à une accélération constante égale à $\gamma = 0.5 \text{ m/s}^2$ (cas d'un TGV en démarrage) pendant un temps égal à 50 s, la vitesse atteinte est égale à 90km/h et le signal perd 11 dB alors que pour un temps plus grand, par exemple, 100s, la vitesse atteinte est alors égale à 180km/h et le signal perd 17 dB.

Dans un autre cas, si cette accélération est égale à $\gamma = 1 \text{ m/s}^2$, les vitesses atteintes sont alors égales respectivement à 180km/h et 360km/h et le signal perd 11 et 17 dB pour les mêmes périodes.

On conclut que pour une accélération constante et des temps différents, la dégradation est beaucoup plus importante lorsque le temps est grand, cette dégradation est donc proportionnelle au temps.

On remarque aussi que pour deux accélérations différentes et un même temps, la dégradation est plus prononcée, lorsque l'accélération est plus grande. Cette accélération est donc un facteur d'atténuation des performances. C'est le cas par exemple lorsque l'on se déplace sur un train ou un TGV.

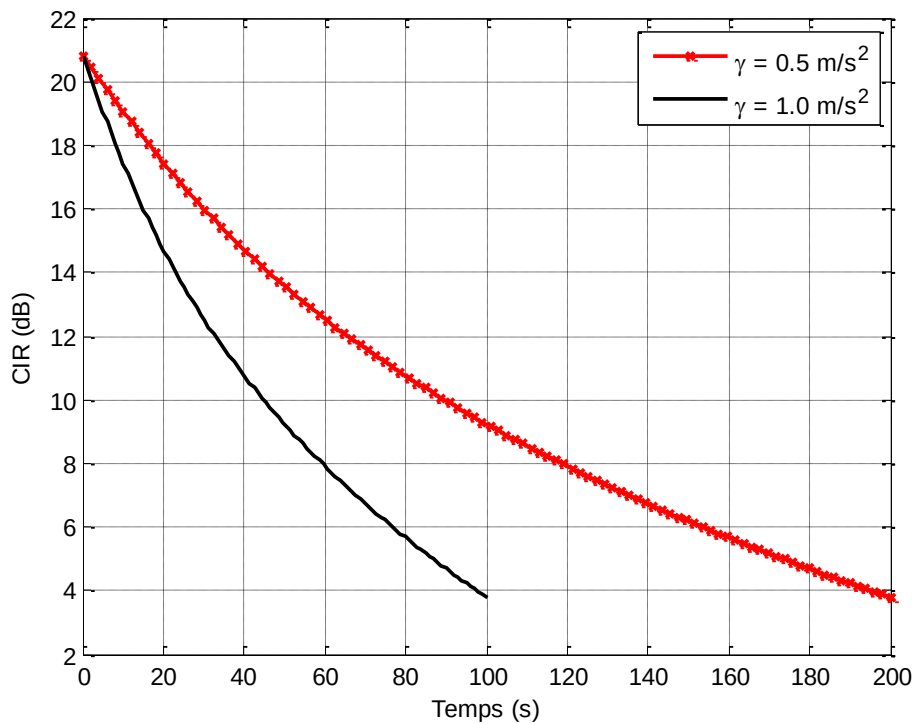


Figure IV. 5 Evolution du CIR au cours du temps pour deux cas d'accélération

IV.5.2 Rapport signal à bruit (SNR)

Un autre paramètre permettant d'évaluer les performances du système OFDM est le rapport signal sur bruit (SNR) calculé à la sortie du démodulateur. Il est défini comme suit:

$$SNR_{\varepsilon_T} = \frac{|S(0)|^2 SNR_0}{(1 - |S(0)|^2) SNR_0 + 1} \quad (IV. 18)$$

Où SNR_0 est le rapport signal à bruit en absence du décalage.

La dégradation de ce rapport, due au décalage de la fréquence porteuse, est donnée par la relation suivante [36]:

$$D(\varepsilon_T) = \frac{SNR_0}{SNR_{\varepsilon_T}} \quad (IV.19)$$

La figure IV. 6 illustre l'évolution du SNR au cours du temps pour deux valeurs données de $\varepsilon_0 = 0.05$ et $\varepsilon_0 = 0.1$ et une vitesse qui varie entre 0 et 360km/h. Pour une vitesse nulle, l'effet Doppler est toujours absent et le SNR ne dépend que de ε_0 . Il est constant et prend les valeurs maximales de 13.25 et 9.76 dB respectivement pour $\varepsilon_0 = 0.05$ et $\varepsilon_0 = 0.1$.

Pour une vitesse assez faible, la valeur du SNR est très remarquable et elle se dégrade avec l'augmentation de la vitesse. La figure IV. 7 trace la dégradation du SNR en fonction de la vitesse pour les deux valeurs choisies du décalage statique ε_0 .

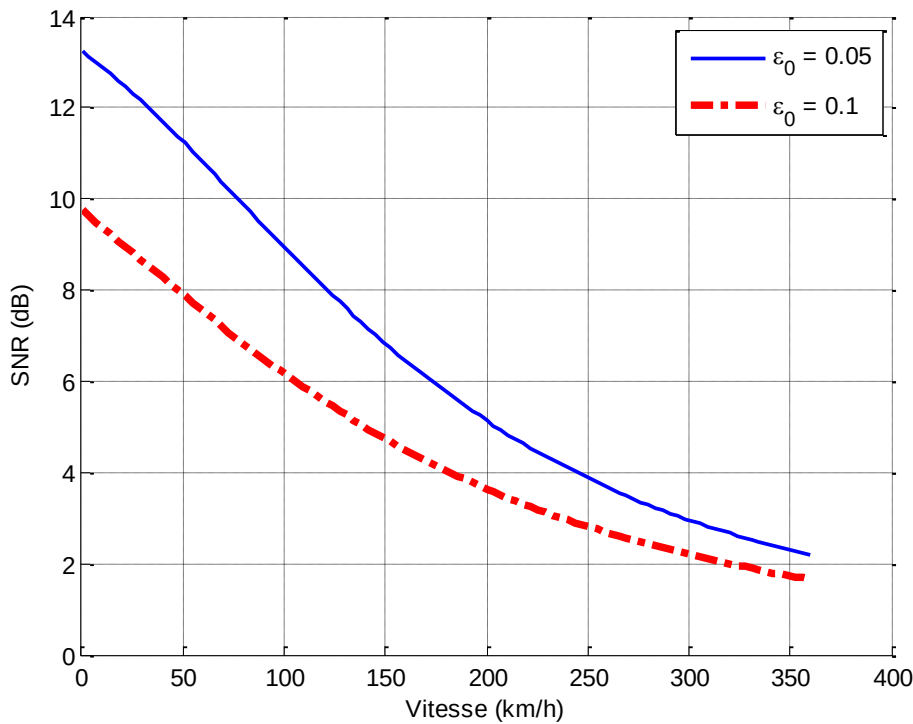


Figure IV. 6 Influence de la variation de la vitesse sur l'évolution du SNR

On prend un faible décalage statique ($\varepsilon_0 = 0.05$) pour ce système de communication. Cette valeur donne les performances pour une vitesse nulle. La figure IV. 8 donne un aperçu sur la variation du SNR au cours du temps pour différentes valeurs de γ , en effet, si on prend

le même exemple d'un TGV au démarrage, le véhicule est soumis à une accélération constante égale à $\gamma = 0.5 \text{ m/s}^2$ pendant un temps égal à 50s, la vitesse atteinte est égale à 90km/h et le signal perd 2 dB alors que pour un temps extrême, par exemple, 100s, la vitesse atteinte est alors égale à 180km/h et le signal gaspille plus que 7 dB.

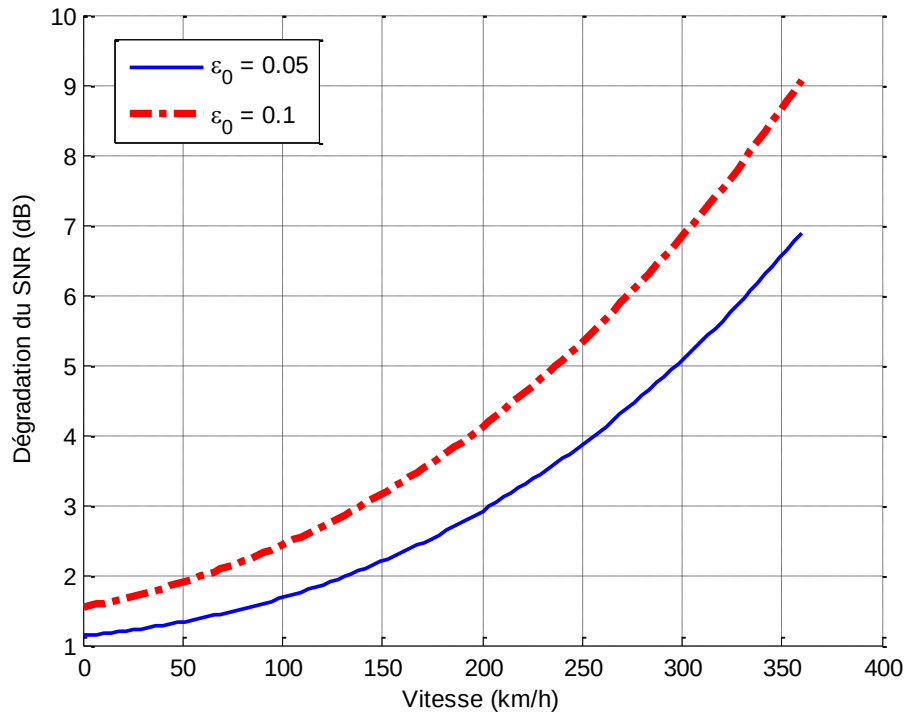


Figure IV. 7 Dégradation du SNR en fonction de la vitesse

Dans un autre cas, si cette accélération est égale à $\gamma = 1 \text{ m/s}^2$, les vitesses atteintes sont alors égales respectivement à 180km/h et 360km/h et le signal perd 7.5 et 12 dB pour les mêmes périodes.

On déduit que pour une accélération constante et des temps différents, la dégradation est beaucoup plus grave lorsque le temps est grand, cette dégradation est donc proportionnelle au temps.

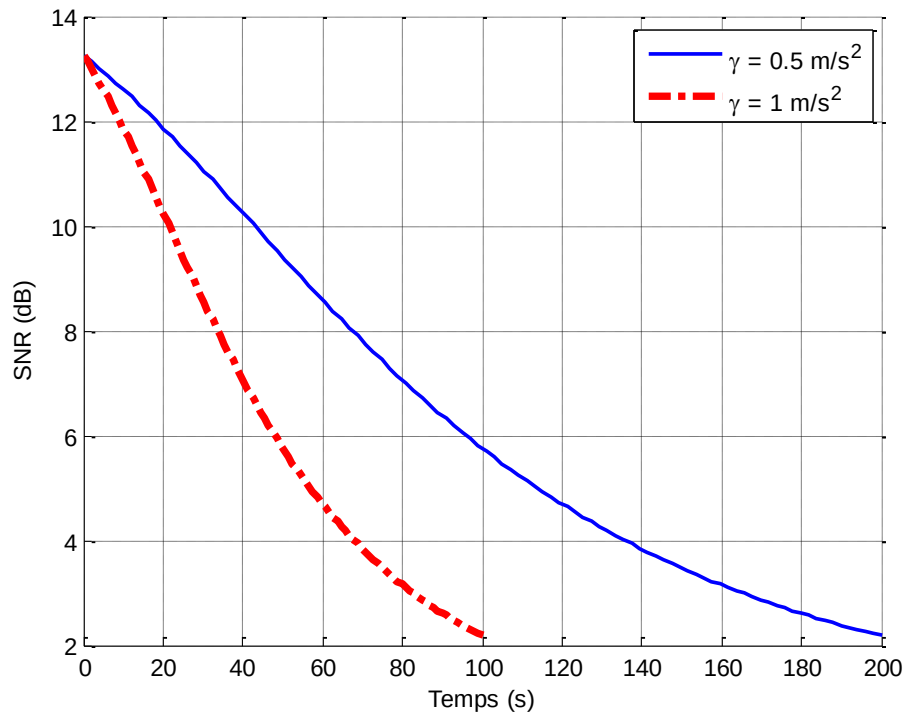


Figure IV. 8 Evolution du SNR au cours du temps

On remarque aussi que pour deux accélérations différentes (cas de deux mobiles différents : une voiture et un TGV) et un même temps, la dégradation est plus marquée, lorsque l'accélération est plus grande. Cette remarque est validée par la figure IV. 9 qui trace la dégradation du SNR au cours du temps pour les deux valeurs choisies de γ . Cette accélération est donc un facteur d'atténuation des performances. Par exemple, cette atténuation pourrait influencer la qualité d'une conversation de téléphone utilisant la modulation OFDM lors du mouvement de la personne.

Lorsque la vitesse est atteinte et devient constante, et le mobile n'est plus soumis à une variation de la vitesse, les performances en termes de CIR et de SNR sont constantes.

En conclusion, on peut résumer les trois cas de figure de la vitesse. Pour une vitesse nulle ($v = 0$), les performances en termes de CIR et SNR sont constantes et dépendent que du ε_0 . Si le mobile se déplace avec une vitesse constante ($v = cst$), les performances restent constantes mais ils dépendent de v et de ε_0 . On peut recourir dans ce cas à une estimation optimale du canal [87, 89, 90, 97, 101-103]. Dans le cas où v varie, les performances deviennent

variables et dépendent de ε_0 , γ et t . Les méthodes d'estimations sont plus difficiles, il serait plus approprié d'utiliser les méthodes d'ICI Cancellation à savoir [22, 23, 91, 104-107].

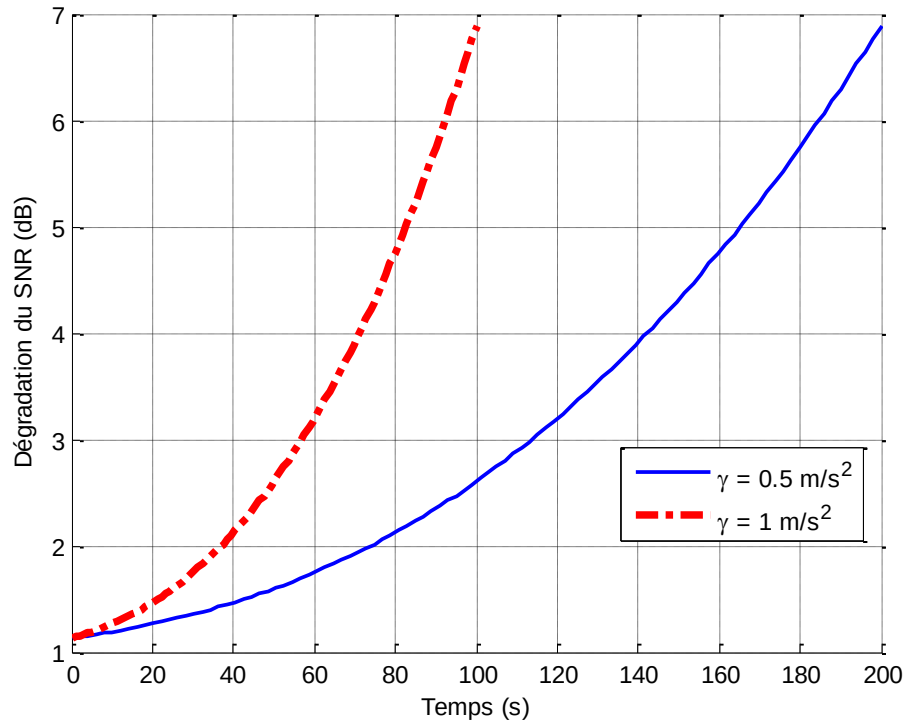


Figure IV. 9 Dégradation du SNR au cours du temps pour un $\text{SNR}_0 = 15\text{dB}$

IV.6 Résultats de la simulation

La nouvelle approche a été simulée pour plusieurs valeurs du SNR. Le système examiné comporte 256 sous-porteuses, un décalage statique $\varepsilon_0 = 0.1$, une durée de symbole égale à $T_u = 224 \mu\text{s}$ et une fréquence porteuse $f_p = 5 \text{ GHz}$. Les résultats de la simulation montrent les courbes de BER.

La figure IV. 10 donne un aperçu sur le BER en fonction du SNR pour divers valeurs de la vitesse qui correspondent à différents cas de mobilité. Pour une communication fixe point à point où la vitesse est nulle, l'effet Doppler est complètement absent; ce qui implique que les BER ne dépend que du décalage statique $\varepsilon_0 = 0.1$. Plus les valeurs de la vitesse augmentent, plus le BER se dégrade graduellement. Le pire des résultats du BER, malgré sa stabilité, est où le mobile se déplace à de très grandes vitesses.

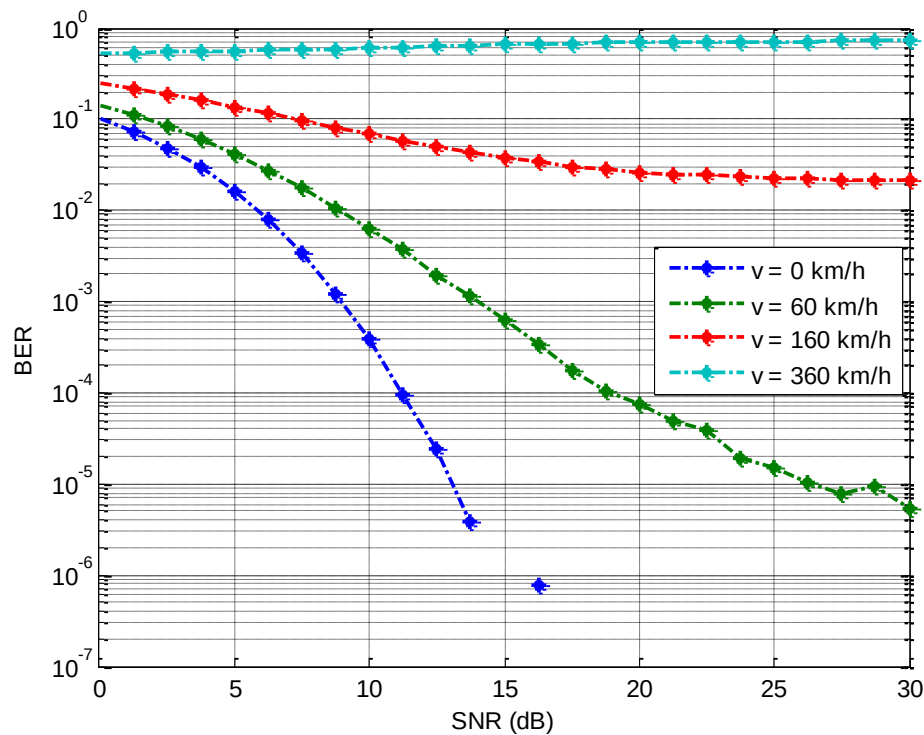


Figure IV. 10 BER en fonction du SNR pour différentes vitesses

Dans le but de mieux déterminer l'influence de la variation de vitesse, nous allons passer à évaluer les performances en termes de BER pour le cas mobile du système OFDM.

Ces performances pour un déplacement mobile à différentes vitesses sont présentées par la figure IV. 11. En fixant la valeur minimale du BER à 10^{-3} pour les communications audibles, nous remarquons que la vitesse maximale permissible est de 90 km/h avec un rapport signal sur bruit SNR = 25 dB, alors que pour un rapport SNR = 10 dB, la vitesse ne peut pas dépasser 20 km/h.

La figure IV. 12 donne un aperçu sur l'évolution du BER au cours du temps où le mobile est soumis à une accélération constante $\gamma = 0.5 \text{ m/s}^2$ pour différents niveaux de SNR. Pour un mobile soumis à une accélération de 0.5 m/s^2 pendant un temps égal à 10 s pour un $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$, le BER atteint la valeur limite de 10^{-3} . Si l'on augmente la valeur du SNR, par exemple, SNR = 20 dB, alors la borne critique n'est atteinte qu'après 50s. L'augmentation du SNR permet donc de repousser les limites de l'utilisation de l'OFDM dans un canal radio-mobile.

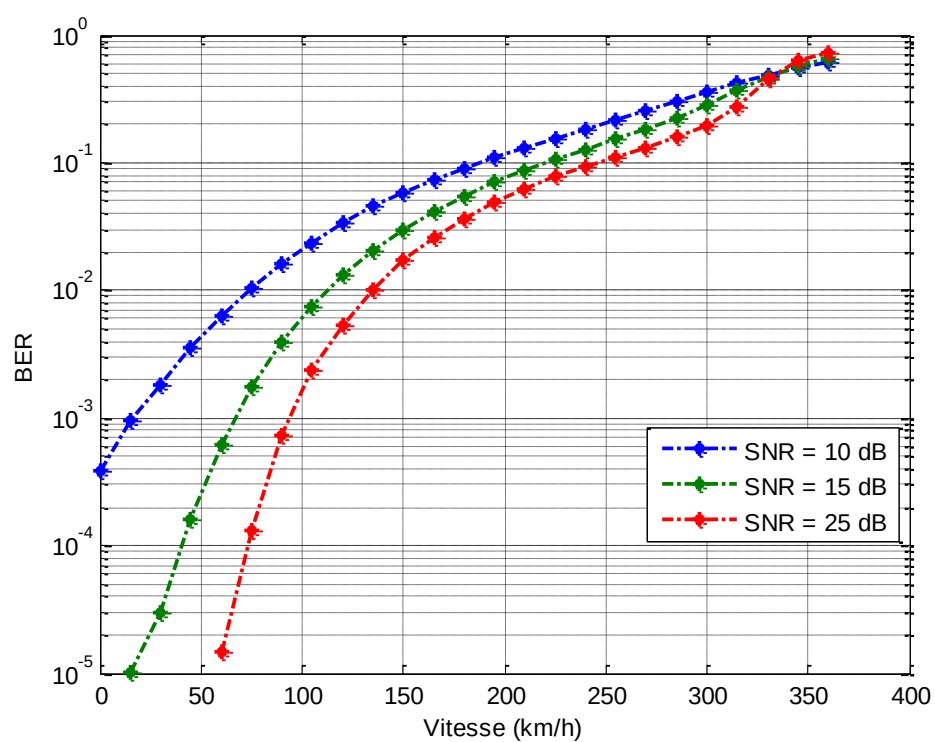


Figure IV. 11 BER en fonction de la vitesse

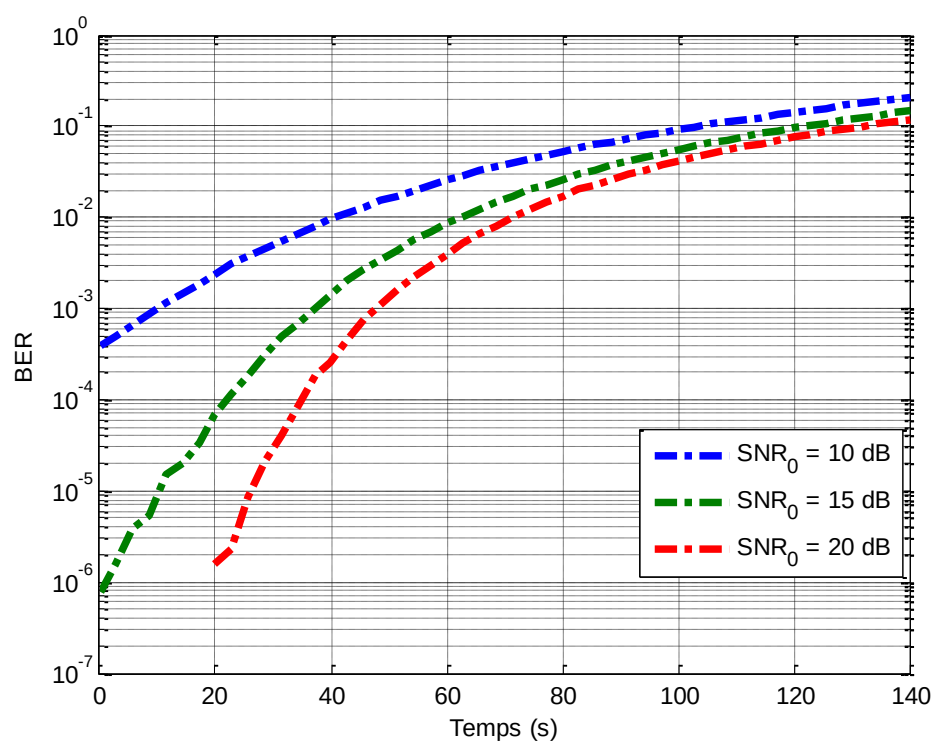


Figure IV. 12 Évolution du BER au cours du temps pour un SNR = 15dB

Afin de déterminer l'influence de l'accélération du mobile sur les performances du système, l'évolution du BER en fonction du temps, pour trois valeurs données de γ et pour $\text{SNR} = 15\text{dB}$, a été tracé sur la figure IV.13. Il est clair que plus l'accélération est grande, et plus la dégradation des performances est rapide.

Un mobile soumis à une accélération de 3 m/s^2 pendant un temps égal à 5s voit son BER atteindre la valeur de 10^{-3} , alors que cette valeur n'est atteinte pour un mobile soumis à une accélération de 1 m/s^2 qu'après un temps égal à 25 s.

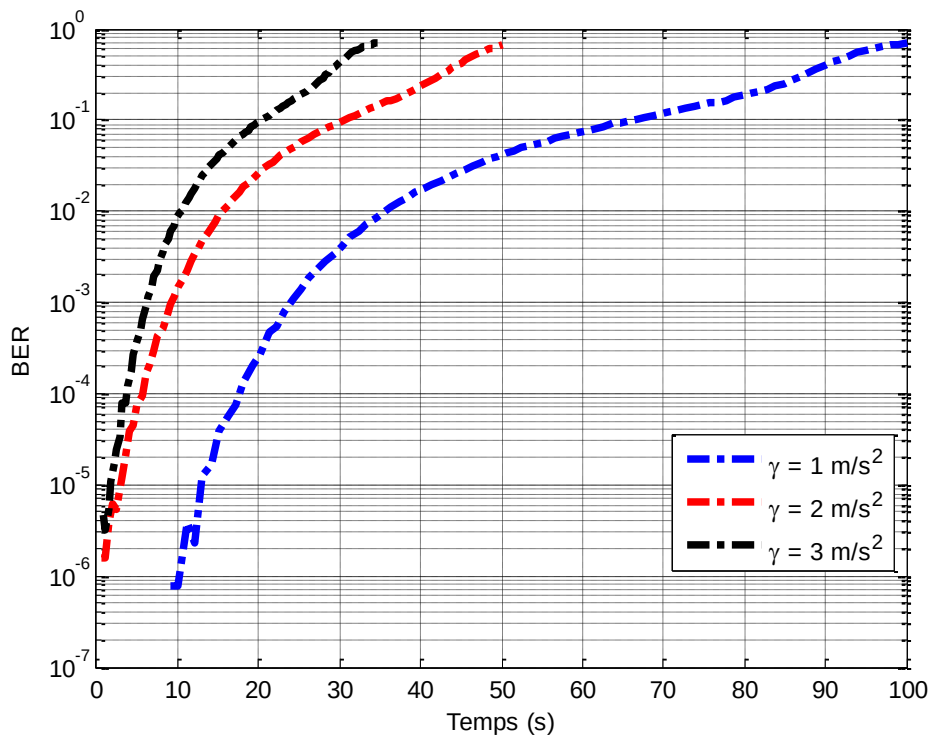


Figure IV. 13 BER en fonction du temps pour $\text{SNR} = 15\text{dB}$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'impact du décalage de fréquence porteuse sur les modulations OFDM. En effet, nous avons revu le cas des communications fixes où le décalage dû aux imperfections des oscillateurs locaux est constant. La contribution proposée a été approfondie sur les communications mobiles où l'effet Doppler est omniprésent. Pour cela, les différents cas possibles de vitesse des mobiles ont été examinés en considérant ; le cas où le mobile se déplace à une vitesse constante, ce qui génère une dégradation constante et s'ajoutera au décalage de fréquence dû aux imperfections des oscillateurs. Les analyses, où le

mobile se déplace à une vitesse variable dans le temps avant d'atteindre sa vitesse de croisière constante, montrent une dégradation des performances pendant la phase de variation de vitesse. Il est également montré que cette dégradation est encore plus rapide lorsque la variation de vitesse dans le temps est plus grande. Notre objectif était d'explorer les limites de l'utilisation de l'OFDM dans ce contexte afin de pouvoir l'intégrer dans des systèmes embarqués. À la fin, nous avons abouti à conclusion que l'OFDM, malgré ses innombrables avantages, peut être utilisé dans les communications mobiles à condition que les vitesses et leurs variations dans le temps soient dans des proportions raisonnables.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Les progrès technologiques ont changés notre façon de communiquer et de nous divertir. L'objectif des systèmes sans fil de la prochaine génération est de fournir des informations et des services de haute qualité à des personnes de manière omniprésente, c'est-à-dire d'avoir des connexions fiables et à haute vitesse n'importe où et n'importe quand. L'OFDM s'est avéré être la technique de modulation clé pour réaliser les communications sans fil. Elle est capable de simplifier la tâche d'égalisation au niveau du récepteur dans un environnement d'évanouissement sélectif en fréquence, augmente la robustesse à l'interférence inter symbole (ISI) et offre une efficacité spectrale élevée.

Parmi les problèmes présentés dans la conception d'un système OFDM, un problème majeur rencontré est sa sensibilité au CFO. Cette sensibilité devient plus importante lorsque la variation de la vitesse est plus rapide au cours du temps où chaque utilisateur subit à un décalage de fréquence indépendant.

Tout désalignement de fréquence présent dans un système basé sur OFDM détruit l'orthogonalité entre les sous-porteuses, ce qui provoque des ICI. Les deux principales sources de décalage fréquentiels sont l'imperfection des oscillateurs locaux de l'émission et de la réception et l'effet Doppler. Tous les auteurs, en analysant les interférences dans la transmission OFDM supposent que le CFO résultant de la désadaptation des oscillateurs et du décalage Doppler est un seul paramètre et identique. Ceci n'est pas pratique pour les systèmes OFDM où l'utilisateur change sa vitesse considérablement dans le temps. Dans cette thèse, nous considérons le cas où le CFO provient de la variation de la vitesse relative du mobile d'où la notion d'accélération est présente.

Nous avons approuvé que le décalage fréquentiel est la superposition de deux décalages dont le premier généré par les oscillateurs est constant, alors que le deuxième causé par l'effet Doppler est variable en fonction du temps et imprévisible. Cette considération nous a poussées à délivrer une étude détaillée sur l'influence de la variation des vitesses sur

l'évolution des performances. Nous avons montré que les performances du système varient également en fonction du temps et que leur détérioration est encore plus rapide lorsque la variation de la vitesse, est importante et que pour compenser cette dégradation, le SNR pourrait être augmenté. Notre objectif était d'explorer les limites de l'utilisation de l'OFDM dans ce contexte afin de pouvoir l'intégrer dans des systèmes embarqués. Par conséquent, malgré ses innombrables avantages, la modulation OFDM peut être utilisée dans le canal radio mobile sous réserve de ne pas avoir de fortes accélérations.

Production scientifique

Publications

- Fatima Zohra Boumediene, Mohamed Tayebi, Merahi Bouziani, “Limits of the OFDM use in the radio mobile context”, In press for publication in International Journal of Communication Networks and Distributed Systems (IJCNDs).

Communications nationales et internationales

- Fatima Zohra Boumediene, Mohamed Tayebi, Merahi Bouziani “Nouvelles Expressions Mathématiques du SNR de la ICI Cancellations dans les systèmes OFDM”. International Congress on Telecommunication and Application ICTA'14 University of A.MIRA Bejaia, Algeria, pp.23-24, April 2014.
- Fatima Zohra Boumediene, Mohamed Tayebi, Merahi Bouziani. “Comparative study between ICI Self Cancellation and Symmetric Symbol Repetition,” SPIT 2012, LNICST, Springer, pp. 173–177, 2014.

Annexes

Annexe A

Cet annexe A se consacre à la démonstration de la formule (III.10) utilisée dans le chapitre III.

On définit le signal reçu affecté par un décalage de fréquence total ε_T , noté $y(n)$, par la relation suivante :

$$y(n) = \sum_{l=0}^{N-1} X(l) e^{j2\pi(l+\varepsilon_T)\frac{n}{N}} \quad (\text{A. 1})$$

En utilisant la FFT, le signal devient:

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi\frac{nk}{N}} \quad (\text{A. 2})$$

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{l=0}^{N-1} X(l) e^{j2\pi\frac{n(l+\varepsilon_T)}{N}} \right\} e^{-j2\pi\frac{nk}{N}} \quad (\text{A. 3})$$

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) e^{j2\pi\frac{n}{N}(l-k+\varepsilon_T)} \quad (\text{A. 4})$$

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{n}{N}(l-k+\varepsilon_T)} \right\} \quad (\text{A. 5})$$

En utilisant le développement en séries géométrique, qui est définie par :

$$X_k = \sum_{n=0}^k x^n = \frac{1-x^{k+1}}{1-x} \quad (\text{A. 6})$$

On trouve :

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{1 - e^{j2\pi\frac{(l-k+\varepsilon_T)}{N} * N}}{1 - e^{j2\pi\frac{(l-k+\varepsilon_T)}{N}}} \quad (\text{A. 7})$$

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{1 - e^{j2\pi(l-k+\varepsilon_T)}}{1 - e^{j2\pi \frac{(l-k+\varepsilon_T)}{N}}} \quad (\text{A. 8})$$

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{e^{j\pi(l-k+\varepsilon_T)}(e^{-j\pi(l-k+\varepsilon_T)} - e^{j\pi(l-k+\varepsilon_T)})}{e^{j\pi \frac{(l-k+\varepsilon_T)}{N}}(e^{-j\pi \frac{(l-k+\varepsilon_T)}{N}} - e^{j\pi \frac{(l-k+\varepsilon_T)}{N}})} \quad (\text{A. 9})$$

On sait que:

$$\sin(\pi x) = \frac{e^{j\pi x} - e^{-j\pi x}}{2j} \quad (\text{A. 10})$$

Le signal reçu devient :

$$Y(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{e^{j\pi(l-k+\varepsilon_T)}}{e^{j\pi \frac{(l-k+\varepsilon_T)}{N}}} \frac{-2j \sin(l-k+\varepsilon_T)}{-2j \sin(\frac{\pi(l-k+\varepsilon_T)}{N})} \quad (\text{A. 11})$$

$$Y(k) = \sum_{l=0}^{N-1} X(l) \frac{\sin(l-k+\varepsilon_T)}{N \sin(\frac{\pi}{N}(l-k+\varepsilon_T))} e^{j\pi(1-\frac{1}{N})(l-k+\varepsilon_T)} \quad (\text{A. 12})$$

Le signal reçu est donné par la relation suivante:

$$Y(k) = \sum_{l=0}^{N-1} X(l) S(l-k) \quad (\text{A. 13})$$

Avec les coefficients complexes affectés à chaque symbole :

$$S(l-k) = \frac{\sin \pi(l-k+\varepsilon)}{N \sin \frac{\pi}{N}(l-k+\varepsilon)} e^{j\pi(1-\frac{1}{N})(l-k+\varepsilon)} \quad (\text{A. 14})$$

Annexe B

Cet annexe B se consacre à la démonstration des formules (III.28) et (III.36) utilisées dans le chapitre III.

On exprime habituellement les courbes de performance en fonction du rapport signal à bruit (SNR) obtenu à la sortie du démodulateur. Il est toutefois utile de déterminer sa formule.

Le rapport signal à bruit (SNR) est donné par la relation [8]:

$$SNR = \frac{P_u}{P_{ICI} + P_{bruit}} \quad (B.1)$$

Où P_u représente la puissance du signal utile, P_{ICI} et P_{bruit} représentent respectivement la puissance des interférences et la puissance du bruit.

La puissance du signal utile P_u de la ICI Self Cancellation est calculée comme suit:

$$P_u = |2S(0) - S(1) - S(-1)|^2 E|X(k)|^2 \quad (B.2)$$

$$P_u = |2S(0) - S(1) - S(-1)|^2 \sigma_{x_1}^2 \quad (B.3)$$

Alors que la somme de la puissance des interférences P_{ICI} et la puissance du bruit P_{bruit} est donnée par:

$$P_{ICI} + P_{bruit} = E[|I(k)|^2] + \sigma_Z^2 \quad (B.4)$$

$$P_{ICI} + P_{bruit} = \sum_{l=2}^{N-2} |2S(l) - S(l+1) - S(l-1)|^2 \sigma_{x_1}^2 + \sigma_Z^2 \quad (B.5)$$

En utilisant l'équation (B.1), on déduit la nouvelle expression du SNR qui peut être écrite sous la forme suivante:

$$SNR_{SC} = \frac{|2S(0) - S(1) - S(-1)|^2 \sigma_{x_1}^2}{\sum_{l=2}^{N-2} |2S(l) - S(l+1) - S(l-1)|^2 \sigma_{x_1}^2 + \sigma_z^2} \quad (B.6)$$

Pour $\varepsilon_T = 0$, $|2S(0) - S(1) - S(-1)|$ prend sa valeur maximale $|2S(0) - S(1) - S(-1)| = 2$ et les interférences sont nulles. On définit le rapport signal à bruit en absence de CFO comme étant égale à:

$$SNR_0 = \frac{4\sigma_{x_1}^2}{\sigma_z^2} \quad (B.7)$$

Le rapport SNR de l'algorithme d'ICI Self Cancellation devient:

$$SNR_{SC} = \frac{|2S(0) - S(1) - S(-1)|^2 SNR_0}{\sum_{l=2}^{N-2} |2S(l) - S(l+1) - S(l-1)|^2 SNR_0 + 4} \quad (B.8)$$

De la même manière, on aboutit à l'expression mathématique du rapport SNR pour l'algorithme de Symmetric Symbol Repetition (SSR). Le SNR s'écrit sous la forme :

$$SNR_{SSR} = \frac{|2S(0) - S(1) - S(-1)|^2 SNR_0}{\sum_{l=2}^{N-2} |S(l) + S(N-l) - S(N-l-1) - S(l-1)|^2 SNR_0 + 4} \quad (B.9)$$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] M. L. Doelz, E. T. Heald, and D. L. Martin, "Binary Data Transmission Techniques for Linear Systems," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, no. 5, pp. 656-661, 1957.
- [2] N. LaSorte, W. J. Barnes, and H. H. Refai, "The history of orthogonal frequency division multiplexing," in *Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM*, pp. 1-5, 2008.
- [3] H. Taewon, Y. Chenyang, W. Gang, L. Shaoqian, and G. Ye Li, "OFDM and Its Wireless Applications: A Survey," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, 2009.
- [4] R. Chang and R. Gibby, "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 16, no. 4, pp. 529-540, 1968.
- [5] S. Weinstein and P. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, 1971.
- [6] S. B. Weinstein, "The history of orthogonal frequency-division multiplexing [History of Communications]," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 11, 2009.
- [7] Rohling, Hermann., "OFDM - Concepts for Future Communication Systems", *Springer Science & Business Media*, 2011.
- [8] H. Schulze and C. Lüders, "Theory and applications of OFDM and CDMA: Wideband wireless communications", *John Wiley & Sons*, 2005.
- [9] J. Demel, S. Koslowski, and F. K. Jondral, "A LTE Receiver Framework Implementation in GNU Radio", *Karlsruhe Institute of Technology*, 2012.
- [10] S. Haykin, "Communication Systems", *Wiley Publishing*, 2009.
- [11] G. Tesserault, "Modélisation multi-fréquences du canal de propagation," thèse de doctorat, université de Poitiers, 2008.
- [12] Z. Yuping and S. G. Haggman, "Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 7, pp. 1185-1191, 2001.

- [13] J. Lee, H.-L. Lou, D. Toumpakaris, and J. M. Cioffi, "Effect of carrier frequency offset on OFDM systems for multipath fading channels," *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM'04*, vol. 6, pp. 3721-3725, 2004.
- [14] A. Ahriche, "Étude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets", thèse de doctorat, Université Laval, 2008.
- [15] Y. Zhao and S.-G. Haggman, "Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems-the consequences and solutions," *Vehicular Technology Conference, Mobile Technology for the Human Race, IEEE 46th.*, vol. 3, pp. 1564-1568, 1996.
- [16] J. Armstrong, "Analysis of new and existing methods of reducing intercarrier interference due to carrier frequency offset in OFDM," *IEEE transactions on communications*, vol. 47, no. 3, pp. 365-369, 1999.
- [17] J. Armstrong, T. Gill, and C. Tellambura, "Performance of PCC-OFDM with overlapping symbol periods in a multipath channel," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'00)*, vol. 1, pp. 87-91, 2000.
- [18] K. Sathananthan, R. Rajatheva, and S. B. Slimane, "Analysis of OFDM in the presence of frequency offset and a method to reduce performance degradation," in *Global Telecommunications Conference Proceeding*, vol. 1, pp. 72-76, 2000.
- [19] K. Sathananthan and C. Tellambura, "Probability of error calculation of OFDM systems with frequency offset," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 11, pp. 1884-1888, 2001.
- [20] C. Jun, J. W. Mark, and S. Xuemin, "ICI cancellation in OFDM wireless communication systems," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '02)*, vol. 1, pp. 656-660, 2002.
- [21] C. Shaoping and Y. Tianren, "Low complexity ICI cancellation for OFDM systems in doubly-selective fading channels," in *IEEE International Conference on Communications (IEEE Cat. No.04CH37577)*, vol. 5, pp. 2535-2538, 2004.
- [22] A. Seyedi and G. J. Saulnier, "General ICI self-cancellation scheme for OFDM systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 1, pp. 198-210, 2005.

- [23] H. Wen-Sheng and C. Bor-Sen, "ICI cancellation for OFDM communication systems in time-varying multipath fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 5, pp. 2100-2110, 2005.
- [24] H. N. Abdullah and A. A. Safa'a, "Implementation of 8-point Slantlet transform based polynomial cancellation coding-OFDM system using FPGA", *7th International Multi-Conference on Systems Signals and Devices (SSD)*, pp. 1-6, 2010.
- [25] M. Tayebi, M. Bouziani, "Performance analysis of OFDM systems in the presence of Doppler-effect," *IOSR-JEEE*, vol. 4, pp. 24-27, 2013.
- [26] J. G. Proakis and M. Salhi, "Communication systems engineering", *2nd ed. London: Pearson Education*, 2002.
- [27] G. Blanchet and M. Charbit, "Signaux et images sous Matlab", *HERMES Science Europe Ltd*, 2001.
- [28] S. Sampei, "Applications of digital wireless technologies to global wireless communications", *Prentice-Hall*, 1997.
- [29] T. T. Ha, "Theory and design of digital communication systems", *Cambridge University Press*, 2010.
- [30] H. Hijazi, "Estimation de canal radio mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFMD", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2008.
- [31] C. E. Shannon, "Probability of error for optimal codes in a Gaussian channel," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 38, no. 3, pp. 611-656, 1959.
- [32] S. Verdu, "Fifty years of Shannon theory," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2057-2078, 1998.
- [33] R. G. Gallager, "Principles of Digital Communication". *Cambridge University Press*, 2008.
- [34] J. Cavers, "Mobile channel characteristics", *Springer Science & Business Media*, 2000.
- [35] P. Fernando and P. Maria, "Modelling the wireless propagation channel: a simulation approach with Matlab", *John Wiley & Sons*, 2008.
- [36] T. K. Sarkar, Z. Ji, K. Kim, A. Medouri, and M. Salazar-Palma, "A survey of various propagation models for mobile communication," *IEEE Antennas and propagation Magazine*, vol. 45, no. 3, pp. 51-82, 2003.

- [37] M. K. Simon and M.-S. Alouini, "Digital communication over fading channels", *John Wiley & Sons*, 2005.
- [38] L. Ros, "Traitement du signal pour les communications numériques au travers de canaux radio mobiles. Traitement du signal et de l'image," Habilitation à diriger des recherches, Université de Grenoble, 2016.
- [39] M. K. Simon and M.-S. Alouini, "A unified approach to the performance analysis of digital communication over generalized fading channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 9, pp. 1860-1877, 1998.
- [40] V. Garg, "Wireless communications & networking", *Elsevier*, 2010.
- [41] D. Tse and P. Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communication". *Cambridge University Press*, 2005.
- [42] B. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 15, no. 6, pp. 805-811, 1967.
- [43] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775-1796, 1966.
- [44] L. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE transactions on communications*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, 1985.
- [45] R. Lassalle and M. Alard, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Rev*, vol. 224, pp. 168-190, 1987.
- [46] E. F. Casas and C. Leung, "OFDM for data communication over mobile radio FM channels. I. Analysis and experimental results," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 5, pp. 783-793, 1991.
- [47] F. Kozamernik, "Digital Audio Broadcasting—radio now and for the future." *EBU Technical Review*, 1995.
- [48] Y. N. Ali and Z. Zan, "Laser Phase Noise Tolerance in Direct Detection Optical OFDM Transmission Using Laser Linewidth Emulator," *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 6, pp. 1-14, 2017.
- [49] S. Swaminathan and N. Raajan, "Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing—A Mathematical Perspective," *International Journal of Pure and Applied Mathematics*, vol. 117, no. 20, pp. 331-338, 2017.

- [50] M. Praveen, "Implementation of OFDM wireless communication model for achieving the improved BER using DWT-OFDM," *International Journal Of Engineering And Computer Science*, vol. 6, no. 1, pp. 19951-19959, 2017.
- [51] J. Demel, S. Koslowski, and F. K. Jondral, "A LTE Receiver Framework Using GNU Radio," *Journal of Signal Processing System.*, vol. 78, no. 3, pp. 313-320, 2015.
- [52] Z. Lei *et al.*, "Experimental evaluation of 4G technologies in metro tunnel scenarios," in *10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-5, 2016.
- [53] H. F. Arrano and C. A. Azurdia-Meza, "OFDM: today and in the future of next generation wireless communications," in *IEEE Central America and Panama Student Conference (CONESCAPAN)*, pp. 1-6, 2016.
- [54] I. Chiali, F. Debbat, and F. T. Bendimerad, "Performance analysis of spatial multiplexing MIMO-OFDM system with different equalisers and guard intervals," *International Journal of Communication Networks and Distributed Systems*, vol. 17, no. 2, pp. 147-163, 2016.
- [55] H. A. Tai, "Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite," thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Université de Toulouse, 2009.
- [56] M. Tayebi, "Performances des systèmes OFDM dans les canaux radio-mobiles," thèse de doctorat, Université de Sidi Bel Abbes, 2014.
- [57] S. Ragusa, "Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles " thèse de doctorat, université de Joseph Fourier, 2006.
- [58] R. Déjardin, "Récepteurs itératifs dédiés à la correction de saturation pour les systèmes OFDM," thèse de Doctorat, université de Reims, 2010.
- [59] M. Tayebi and M. Bouziani, "Performance of OFDM in radio mobile channel," in *International Conference on Image and Signal Processing*, Springer, pp. 142-148, 2012.
- [60] Z. Wang, "Reduction PAPR of OFDM signals by combining SLM with DCT transform," *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, vol. 3, no. 11, p. 888, 2010.
- [61] V. Garg, "Wireless Communications & Networking", *Elsevier*, 2010.

- [62] T. Jiang and Y. Wu, "An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals," *IEEE Transactions on broadcasting*, vol. 54, no. 2, pp. 257-268, 2008.
- [63] W. Y. Zou and Y. Wu, "COFDM: An overview," *IEEE transactions on broadcasting*, vol. 41, no. 1, pp. 1-8, 1995.
- [64] J. H. Stott, "The how and why of COFDM," *EBU Technical review*, pp. 43-50, 1998.
- [65] H. Soliman, "Advanced internet protocol with flash-OFDM methods and systems," ed: Google Patents, 2011.
- [66] P. Ballon, "Changing business models for Europe's mobile telecommunications industry: The impact of alternative wireless technologies," *Telematics and Informatics*, vol. 24, no. 3, pp. 192-205, 2007.
- [67] M. Morelli, C.-C. J. Kuo, and M.-O. Pun, "Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1394-1427, 2007.
- [68] H. Holma and A. Toskala, "LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA based radio access". John Wiley & Sons, 2009.
- [69] H.-T. Hsieh and W. R. Wu, "Blind maximum-likelihood carrier-frequency-offset estimation for interleaved OFDMA uplink systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 1, pp. 160-173, 2011.
- [70] E. Ayanoglu, V. Jones, G. G. Raleigh, J. Gardner, D. Gerlach, and K. Toussi, "VOFDM broadband wireless transmission and its advantages over single carrier modulation," in *IEEE International Conference on Communications (ICC 2001)*, vol. 6, pp. 1660-1664, 2001.
- [71] N. Chide, S. Deshmukh, P. Borole, and N. Chore, "An Overview of OFDM Variants and Their Applications," *Int. J. Electron. Commun. Comput. Eng*, vol. 4, pp. 47-51, 2013.
- [72] M. Oltean, "A study of the multi-scale WOFDM transmission in time variant channels," *International Journal of Communications (NAUN)*, vol. 2, no. 1, pp. 96-105, 2008.
- [73] T. Boukour, M. Chennaoui, A. Rivenq, J.-M. Rouvaen, and M. Berbineau, "A new WOFDM design for high data rates in the case of trains communications," in *Proceedings of the Fifth IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, pp. 635-638, 2005.

- [74] M. Oltean and M. Naforniță, "Wavelet OFDM performance in frequency selective fading channels," in *8th International Conference on Communications (COMM)*, pp. 343-346, 2010.
- [75] H. Rohling, "OFDM: concepts for future communication systems", *Springer Science & Business Media*, 2011.
- [76] L. Hanzo, M. Münster, B. Choi, and T. Keller, "OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting", *John Wiley & Sons*, 2005.
- [77] C. Mehlhruer, S. Caban, and M. Rupp, "An accurate and low complex channel estimator for OFDM WiMAX," in *3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP 2008*, pp. 922-926, 2008.
- [78] B. Bloessl, M. Segata, C. Sommer, and F. Dressler, "An IEEE 802.11 a/g/p OFDM Receiver for GNU Radio," in *Proceedings of the second workshop on Software radio implementation forum*, ACM, pp. 9-16, 2013.
- [79] A. Ismail and A. Abidi, "A 3.1 to 8.2 GHz direct conversion receiver for MB-OFDM UWB communications," in *Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers. IEEE International*, pp. 208-593, 2005.
- [80] X. Li, B. S. Chen, C. M. Liu, X. R. Wang, K. R. Cho, and F. Li, "Spectrum modelling and regrowth for 4G wireless signals," *Electronics Letters*, vol. 48, no. 4, pp. 244-245, 2012.
- [81] F. Z. Boumediene, M. Tayebi, and M. Bouziani, "Limits of the OFDM use in the radio mobile context," *Int. J. Communication Networks and Distributed Systems*, in Press.
- [82] S. Mohseni and M. A. Matin, "Study of the estimation techniques for the Carrier Frequency Offset (CFO) in OFDM systems," *International Journal of Computer Science and Network Security (IJCSNS)*, vol. 12, no. 6, p. 73, 2012.
- [83] J. Lee, H.-L. Lou, D. Toumpakaris, and J. M. Cioffi, "SNR Analysis of OFDM Systems in the Presence of Carrier Frequency Offset for Fading Channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 3360-3364, 2006.
- [84] K. Sathananthan, R. Rajatheva, and S. B. Slimane, "Cancellation technique to reduce intercarrier interference in OFDM," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 25, pp. 2078-2079, 2000.

- [85] F. Z. Boumediene, M. Tayebi, and M. Bouziani, "Comparative Study between ICI Self Cancellation and Symmetric Symbol Repetition," in *SPIT, 2012*, Springer International Publishing, Dubai, pp. 173-177, 2014.
- [86] F. Z. Boumediene, M. Tayebi, and M. Bouziani, "Nouvelles Expressions Mathématiques du SNR de la ICI Cancellation dans les Systèmes OFDM," presented at the International Congress on Telecommunication and Application'14, University of A.MIRA Bejaia, Algeria, 2014.
- [87] Y.-Y. Wang, C.-W. Huang, and W.-W. Chen, "Maximum likelihood carrier frequency offset estimation algorithm with adjustable frequency acquisition region," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 355, no. 5, pp. 2978-2985, 2018.
- [88] G. Kongara and J. Armstrong, "Implementation of PCC-OFDM on a software-defined radio testbed," *Australian Journal of Telecommunications and the Digital Economy*, vol. 5, no. 2, 2017.
- [89] Y.-Y. Wang, "Estimation of CFO and STO for an OFDM using general ICI self-cancellation precoding," *Digital Signal Processing*, vol. 31, no. Complete, pp. 35-44, 2014.
- [90] Y.-Y. Wang and W.-W. Chen, "A kernel-based ICI self-cancellation scheme using constrained subcarrier combiners," *Signal Processing*, vol. 101, pp. 142-150, 2014.
- [91] H. G. Yeh and Y. Kung, "A parallel ICI cancellation technique for OFDM systems," in *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 3679-3684, 2012.
- [92] X. Li, Q. Han, J. Ellinger, J. Zhang, and Z. Wu, "General total inter-carrier interference cancellation for OFDM high speed aerial vehicle communication," in *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 4698-4702, 2013.
- [93] A. Singh and A. Sharma, "ICI cancellation in OFDM by phase rotated data transmission", *International Conference on Advances Computer Engineering and Applications (ICACEA)*, IEEE, pp. 952-956, 2015.
- [94] K. Panta and J. Armstrong, "Spectral analysis of OFDM signals and its improvement by polynomial cancellation coding," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 939-943, 2003.
- [95] P. Moose, "Carrier Frequency Acquisition and Tracking for OFDM Systems," *IEEE Transactions on Communication.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, 1994.

- [96] F.T. Chien, C.H. Hwang, and C.C. Kuo, "An iterative approach to frequency offset estimation for multicarrier communication systems," in *Vehicular Technology Conference, VTC, IEEE*, vol. 4, pp. 2262-2266, 2003.
- [97] J.-H. Oh and J.-T. Lim, "Pilot-Assisted Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM systems with Multiple Preambles Over Fast Fading Channels," *Wireless Personal Communications*, vol. 72, no. 4, pp. 2295-2303, 2013.
- [98] J.-J. Van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE transactions on signal processing*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, 1997.
- [99] W.-L. Chin, "ML estimation of timing and frequency offsets using distinctive correlation characteristics of OFDM signals over dispersive fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 2, pp. 444-456, 2011.
- [100] B. Senthil, R. Aravind, and K. M. M. Prabhu, "An Enhanced Inter-carrier Interference Reduction Scheme for OFDM System with Phase Noise," *Circuits System and Signal Processing*, vol. 32, no. 2, pp. 931-943, 2013.
- [101] H. Miyashita, M. Inamori, Y. Sanada, and T. Ide, "IQ Imbalance Estimation Scheme with Intercarrier Interference Self-Cancellation Pilot Symbols in OFDM Direct Conversion Receivers," in *IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pp. 1-5, 2012.
- [102] Z. Wei, W. Zhaohui, J. Huang, and S. Zhou, "Blind CFO estimation for zero-padded OFDM over underwater acoustic channels," in *OCEANS'11 MTS, IEEE KONA*, pp. 1-7, 2011.
- [103] H. Nguyen-Le and T. Le-Ngoc, "Pilot-Aided Joint CFO and Doubly-Selective Channel Estimation for OFDM Transmissions," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 56, no. 4, pp. 514-522, 2010.
- [104] A. H. Sharief and M. S. Sai Ram, "An Improved ICI Self Cancellation Scheme for OFDM Systems Under Various Channels," *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 6, no. 2, 2016.
- [105] P. M. Deepak and C. K. Ali, "Inter-carrier Interference Cancellation Technique for Single Carrier OFDM Communication System," in *3rd International Conference on Eco-friendly Computing and Communication Systems*, pp. 250-254, 2014.

- [106] F. Prianka, A. Z. M. Saleh, and M. A. Matin, "A new approach to improve ICI self-cancellation technique in OFDM," in *International Conference on Electrical & Computer Engineering (ICECE 2010)*, pp. 380-383, 2010.
- [107] X. Li, R. Zhou, V. Chakravarthy, S. Hong, and Z. Wu, "Total Intercarrier Interference Cancellation for OFDM Mobile Communication Systems," in *7th IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, pp. 1-5, 2010.