

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Télécommunication
Spécialité Systèmes de télécommunication

présenté par

Yahiaoui zakia

Effets des filtres RC et RRC sur les performances de la technique GFDM

Proposé par : Prof. H.Meliani

Année Universitaire 2018-2019

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à remercier le bon Dieu le tout Puissant de m'avoir donné la force et le courage de mener à bien ce modeste travail.

Je voudrai adresser toute ma gratitude à mon promoteur, Professeur H.Meliani, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, il m'a guidé dans mon travail et m'a aidé à trouver des solutions pour avancer.

Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury pour avoir accepté d'examiner mon travail.

Je tiens à saisir cette occasion pour adresser mes profonds remerciements et mes profondes reconnaissances aux responsables et au personnel de l'université Blida 01.

Je désire aussi remercier les professeurs de l'université Blida 01, qui m'ont fourni les outils nécessaires à la réussite de mes études universitaires.

Un grand merci à ma mère et mon père, pour leur amour, leurs conseils ainsi que leur soutien inconditionnel, à la fois moral et économique, qui m'a permis de réaliser les études que je voulais et par conséquent ce mémoire.

Je voudrai exprimer ma reconnaissance envers les amis et collègues qui m'ont apporté leur soutien moral et intellectuel durant ma formation.

Enfin, je tiens à témoigner toute ma gratitude à mes sœurs, mon frère et toute ma famille pour leur confiance et leur soutien inestimable.

ملخص: إن التطور السريع في السنوات الأخيرة للطلب المتزايد على خدمات مستخدمي الهاتف المحمول بحيث أن أنظمة الجيل الرابع (G4) الخلوية في الشبكات اللاسلكية التي تعتمد على تقنية مضاعفة قسم التردد المتعامد (OFDM) لم تعد باستطاعتها تلبية المتطلبات مثل نقل البيانات بسرعة عالية , زمن استجابة منخفض جدا و استهلاك طاقة منخفضة جدا للأنظمة المحمولة . تقنية تعميم تقسيم التردد (GFDM) هي نتيجة للأبحاث الجديدة التي تلي هذه المتطلبات و هي مرشحة لاستخدامات الجيل الخامس (G5), يتمثل عملنا في تقديم هذه التقنية و دراسة أدائها فيما يتعلق بكثافة الطاقة الطيفية (DSP) و معدل الخطأ في الرمز (SER) باستخدام مرشحات رفع جيب التمام (RC) و رفع الجذر جيب التمام (RRC) مع اختلاف عاملها التخفيض . استخدمنا برنامج الماتلاب (MatLab) لتشغيل عمليات المحاكاة المختلفة في ظل وجود ضوضاء بيضاء مضافة غوسية (AWGN)

كلمات المفاتيح : OOB, DSP , SER ,AWGN , OFDM , GFDM

Résumé : L'évolution rapide ces dernières années des demandes croissantes de services des utilisateurs des communications mobiles a fait que les systèmes cellulaires de la quatrième génération (4G) des réseaux sans fil qui utilisent la technique OFDM ne répondent plus aux exigences telles que la transmission des données à très grand débit, très faible latence et très basse consommation d'énergie des systèmes mobiles. La technique GFDM, résultat des récentes recherches, répond à ces exigences et est candidate de la cinquième génération (5G). Notre travail consiste à présenter cette technique et d'étudier ses performances vis-à-vis de la densité de puissance (DSP) et le taux d'erreur symbole (SER) en utilisant les filtres RC et RRC avec la variation de leur facteur de réduction. Nous avons utilisé le logiciel MatLab pour exécuter les différentes simulations en présence d'un bruit blanc additif gaussien (AWGN).

Mots clés : GFDM, OFDM, AWGN, SER, OOB, DSP .

Abstract: The rapid evolution in recent years of increasing demands for services from mobile users has meant that fourth-generation (4G) cellular systems of wireless networks that use the OFDM technique no longer meet requirements such as data transmission very high data rate, very low latency and very low power consumption of mobile systems. The GFDM technique, which is the result of current research in the telecommunication field, meets these requirements and is candidate to the fifth generation (5G) systems. The object of our work is to present this technique and to study its power density performance (DSP) and symbol error rate (SER) using the RC and RRC filters with the variation of their reduction factor. We have used the Matlab software to run the different simulations in the presence of Gaussian additive white noise (AWGN).

Keywords: GFDM, OFDM, AWGN, SER, OOB.

Listes des acronymes et abréviations

4G : quatrième génération.

5G: cinquième génération.

AWGN: Additive White Gaussian Noise.

CP: Cyclic Prefix.

dB: Décibel.

DMT: Discrete Multi-Tone.

DSP: Densité Spectrale de Puissance.

FDM: Frequency Division Multiplexing

GFDM: Generalized Frequency Division Multiplexing.

ICI : Inter Carrier Interference.

IEP: Interférence Entre Porteuse

IES: Interférence Entre Symbole.

ISI : Inter Symbol Interference

Its : nombre d'itérations.

MCM : Multi Carrier Modulation.

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

OOB: Out off Band.

OQAM: Offset Quadrature Amplitude Modulation.

PAPR: Peak to Average Power Ratio.

PHY: Physique.

QAM: Quadrature Amplitude Modulation.

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying.

RC: Raised Cosine.

RRC: Root Raised Cosine.

SER: Symbol Error Rate.

SNR: Signal to Noise Ratio.

TFDI : Transformé de Fourier Discrète Inverse.

TFD : Transformé de Fourier Discrète

W: Watt.

Table des matières

Introduction générale	01
------------------------------------	-----------

Chapitre 01 : la technique OFDM

1.1 Introduction.....	02
1.1.1 Historique.....	02
1.2 Définition de l'OFDM et son principe.....	04
1.2.1 Définition.....	04
1.2.2 Principe.....	04
1.2.3 Notion d'orthogonalité.....	05
1.3 Les avantages et les inconvénients de l'OFDM.....	06
1.4 Conclusion.....	07

Chapitre 02 : la technique GFDM

2.1 Introduction.....	08
2.2 Généralité sur la GFDM.....	08
2.2.1 Définition.....	08
2.2.2 Modèle du signal GFDM.....	09
2.2.3 Transmetteur GFDM.....	10
2.2.4 Modulateur GFDM.....	12
2.2.5 Modèle mathématique du canal de transmission.....	13
2.2.6 Modèle du récepteur.....	14
2.2.7 Démodulateur GFDM.....	14
2.3 Canal à bruit gaussien.....	15
2.4 Rapport signal sur bruit	16

2.5 Conclusion.....	16
---------------------	----

Chapitre 03 : simulation et résultats

3.1 Introduction.....	20
-----------------------	----

3.2 Les filtres RC et RRC avec variation du roll-off.	20
--	----

3.2.1 Réponse en fréquence du filtre RC.....	20
--	----

3.2.2 Réponse en fréquence du filtre RRC.....	21
---	----

3.3 L'effet du choix du filtre prototype $g(n)$ sur la DSP d'un signal GFDM.....	22
--	----

3.3.1 Effet du filtre RC.....	22
-------------------------------	----

3.3.2 Effet du filtre RRC.....	24
--------------------------------	----

3.3.3 Conclusion.....	26
-----------------------	----

3.4 Simulation du SER avec les filtres RC et RRC.....	26
---	----

3.4.1 Choix du nombre de simulation de monte Carlo	26
--	----

3.4.2 Effet du roll-off factor « r » des filtres RC et RRC.....	30
---	----

3.5 Conclusion.....	31
---------------------	----

Conclusion générale	32
----------------------------------	-----------

Bibliographie	33
----------------------------	-----------

Liste des figures

Figure 1.1 : interprétation temps-fréquence d'un signal OFDM.....	05
Figure 1.2 : illustration de l'espaceur entre sous porteuse.....	07
Figure 1.3 : différence entre la FDM et l'OFDM.....	07
Figure 2.1 : (a) une trame GFDM composée de 3 symboles GFDM consécutifs, (b) une trame GFDM composée de 3 symboles GFDM consécutifs.....	10
Figure 2.2 : schéma fonctionnel d'un transmetteur GFDM.....	11
Figure 2.3 : les symboles de données transmis à la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse et au $m^{\text{ième}}$ symbole GFDM.....	12
Figure 2.4 : représentation générale d'un filtre adapté (matched filter).....	16
Figure 2.5 : un canal AWGN.....	18
Figure 3.1 : réponse en fréquence du filtre RC pour différentes valeurs de r	21
Figure 3.2 : réponse en fréquence du filtre RC pour différentes valeurs de r	21
Figure 3.3 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RC et $r=0.25$	23
Figure 3.4 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RC et $r=0.5$	23
Figure 3.5 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RC et $r=0.75$	24
Figure 3.6 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RRC et $r=0.25$	25
Figure 3.7 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RRC et $r=0.5$	25
Figure 3.8 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RRC et $r=0.75$	26
Figure 3.9 : SER vs SNR avec filtre RRC et $r=0.75$	28
Figure 3.10 : SER vs SNR avec filtre RC et $r=0.75$	29
Figure 3.11 : SER vs SNR avec filtre RC et $its=5$	30
Figure 3.12 : SER vs SNR avec filtre RRC et $its=5$	31
Figure 3.13 : zoom de la dernière partie de la figure précédente	31

Liste des tableaux

Tableau 3.1 : Effet des valeurs de « r » du filtre RC sur la puissance hors bande d'un signal GFDM	22
Tableau 3.2 : Effet des valeurs de « r » du filtre RRC sur la puissance hors bande d'un signal GFDM.....	24
Tableau 3.3 : comparaison entre les valeurs du SER avec RC et RRC et $r=0.75$	28
Tableau 3.4 : SER avec RC et RRC pour différentes valeurs de r et $its=5$	29

Introduction générale

Au cours des dernières décennies, les systèmes de télécommunications ont réalisé une révolution véritable. L'un des événements les plus spectaculaires, c'est que la connexion câblée traditionnelle est dans une large mesure sinon totalement, remplacée par la connexion sans fil à une vitesse exponentielle. En 1990, un téléphone mobile était encore très cher, alors qu'aujourd'hui la plupart des adolescents en ont un, ils ne l'utilisent pas seulement pour les appels, mais aussi pour la transmission de données, les jeux vidéo, You Tube, etc...De plus en plus de technologies que nous utilisons quotidiennement utilisent des réseaux locaux sans fil. De l'audio à la télévision tout est numérique. Le marché des systèmes radio mobiles se développe très rapidement. Les avancées technologiques, qu'elles soient matérielles ou logicielles sont proposées quasiment chaque jour. Les nouvelles normes naissent sans cesse pour introduire les technologies les mieux adaptées à ce marché très diversifié. Ces normes permettent d'éviter les interférences entre les différents systèmes. Les développements des circuits microélectroniques permettent d'implanter les techniques, méthodes et algorithmes de traitements des signaux numériques de plus en plus complexes.

Parallèlement, la demande croissante en services pour les communications mobiles de plus en plus performants et donc gourmands en termes de bande passante, pousse les concepteurs à chercher des systèmes de transmission avec de fortes efficacités spectrales. L'étape de modulation est un maillon essentiel dans une chaîne de transmission et son optimisation permet de garantir un certain degré de performance.

Actuellement, de plus en plus de solutions sont basées sur des schémas de transmissions multi porteuses du fait de leur excellente robustesse vis-à-vis des canaux à trajets multiples. Le développement des réseaux sans fil de la cinquième génération (5G) relève le défi des ressources spectrales sans fil encombrées et limitées, en 5G la couche physique (PHY) peut être basée sur le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) ou le multiplexage par répartition en fréquence généralisée (GFDM), bien que l'OFDM soit robuste contre les évanouissements sélectifs en fréquence, son interférence élevée hors bande (OOB) peut la rendre inutilisable, la

GFDM a donc été proposée . La modulation GFDM utilise plusieurs symboles par sous-porteuse et façonne chaque sous-porteuse à l'aide d'un filtre prototype décalé de manière circulaire. L'efficacité spectrale de la GFDM est supérieure à celle de l'OFDM car la première utilise uniquement un préfixe cyclique unique (CP) par trame. De plus, la GFDM peut réduire la latence de la couche PHY, la principale exigence de l'internet tactile.

L'objectif de ce projet de fin d'études est d'étudier les performances de la GFDM à travers un canal de transmission bruité de type AWGN. Ces performances sont étudiées vis-à-vis de la puissance hors bande (OOB) ainsi que le taux d'erreur symbole (SER).

Le mémoire est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre nous présentons le principe de base de l'OFDM qui est utilisé dans la 4G, ainsi que sa notion d'orthogonalité, ses avantages et inconvénients.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude détaillée de la technique GFDM qui est candidate aux systèmes de télécommunication de la cinquième génération (5G). Nous présentons le principe de fonctionnement de cette technique et les différentes équations régissant son modulateur, son récepteur et démodulateur ainsi que le modèle mathématique du canal de transmission,

Dans le troisième chapitre les résultats des différentes simulations sont présentés. Ces simulations concernent l'émission hors bande « OOB » et l'effet des filtres RC et RRC sur le taux d'erreurs symbole « SER » en utilisant la modulation numérique OQAM à travers un canal gaussien à bruit additif blanc « AWGN ».

Le mémoire se termine par une conclusion générale qui résume le travail effectué dans ce projet de fin d'études.

1.1 Introduction

Le multiplexage par répartition en fréquence (OFDM) est une technique largement utilisée dans de nombreux systèmes de communication numériques tels que la télévision numérique (DTV), la diffusion audio numérique (DAB), la diffusion vidéo numérique terrestre (DVB-T), l'accès Internet à large bande par ligne d'abonné numérique (DSL), normes pour les réseaux locaux sans fil (WLAN), normes pour les réseaux sans fil métropolitains (WMAN) et les communications mobiles 4G. Dans ce chapitre nous allons présenter le principe de l'OFDM en générale, son expression mathématique ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

1.1.1 Historique

La demande croissante en services pour les communications mobiles de plus en plus performants et donc gourmands en termes de bande passante, pousse les concepteurs à chercher des systèmes de transmission avec de fortes efficacités spectrales. L'étape de modulation est un maillon essentiel dans une chaîne de transmission et son optimisation permet de garantir un certain degré de performance.

Actuellement, de plus en plus de solutions sont basées sur des schémas de transmissions multi porteuses du fait de leur excellente robustesse vis-à-vis des canaux à trajets multiples. Parmi ces solutions la modulation OFDM s'est posée comme une solution ; l'OFDM pour les réseaux sans fil ou encore Discrete MultiTone (DMT) pour les réseaux filaires. La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulations multi porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les porteuses. Cela permet d'augmenter sensiblement le nombre de porteuses et d'améliorer l'efficacité spectrale. L'idée de transmettre des données modulées en parallèle, utilisant plusieurs fréquences porteuses, n'est pas récente. Le concept de modulations multi porteuses a pour origine celui du multiplexage fréquentiel (FDM). Ce concept a été introduit à la fin des années 50 et 60 et a été utilisée dans des systèmes de communications hautes fréquences militaires, tels que les

systèmes Kineplex, ANDEFT et KATHRYN .Par la suite, d'autres chercheurs s'intéressèrent de plus en plus aux modulations multi porteuses. En 1966 des conditions d'orthogonalité furent mises en évidence. Cela aurait permis aux spectres des sous-porteuses respectives de se chevaucher, en optimisant ainsi la bande occupée du signal émis. Durant cette même année R. W. Chang a proposé le premier schéma d'un système OFDM. Quelques années plus tard, R. W. Chang et R. A. Gibby améliorent le concept en introduisant la notion de signaux orthogonaux à bande limitée, concept que l'on appellera par la suite OFDM. En 1971, S. Einstein et P. Ebert simplifient le schéma de modulation/démodulation en utilisant la transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) à l'émetteur et TFD au récepteur, plus simple à utiliser et surtout plus facile à implémenter sous forme d'algorithme rapide. Plus récemment en 1997, d'autres travaux sur cet aspect de systèmes OFDM ont également démontré que la transformée d'Hadamard pouvait remplacer le banc de modulateurs. Le chevauchement en réception de plusieurs versions retardées du signal émis entraînait d'une part l'interférence entre symboles successifs (IES, en anglais ISI : Inter-Symbol Interference), et d'autres parts l'interférence entre porteuses (IEP, en anglais ICI : Inter Carrier Interference). Afin de remédier à ce problème, en 1980, A. Peled et A. Ruiz ont proposé l'ajout d'un intervalle de garde cyclique (CP : Cyclic Prefix) où la fin du signal OFDM est recopiée dans l'intervalle de garde [1].

1.2 Définition de l'OFDM et son principe

1.2.1 Définition

L'**OFDM** (**O**rtogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing) est une technique de multiplexage en fréquence qui est basée sur l'orthogonalité des porteuses pour avoir un meilleur recouvrement spectrale (grande efficacité spectrale). La modulation et la démodulation du signal OFDM sont obtenues en utilisant respectivement la FFT inverse et la FFT [2], où la FFT transforme le signal du domaine temporel vers le domaine fréquentiel et inversement pour l'IFFT, et pour éviter les interférences entre symboles et porteuses, on ajoute un préfixe cyclique entre les symboles OFDM. Comme la montre la figure 1.1, ci-dessous, dans le domaine temporel, les symboles sont séparés par un intervalle de garde entre eux, la FFT transforme le signal OFDM du domaine temporel en fréquentiel.

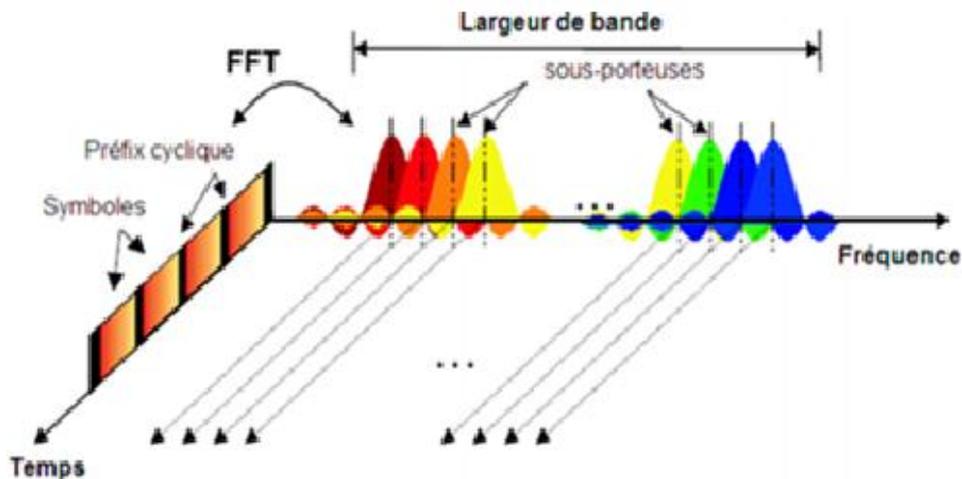


Figure 1.1 : interprétation temps-fréquence d'un signal OFDM .

1.2.2 Principe

La modulation multi porteuses (OFDM) consiste à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série et chaque symbole occupe alors toute la bande passante disponible. Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps. La modulation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles de durée T_{su} (temps symbole utile) sur différentes porteuses modulées en QAM ou bien en QPSK, appelons T_{su} la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare deux séquences de N données [3]. L'OFDM repose sur la technique de multiplexage à division de fréquence FDM (Frequency Division Multiplexing). L'OFDM diffère de la traditionnelle FDM (figure 1.3) :

- ❖ Les sous porteuses sont orthogonales mutuellement en vue de réduire l'interférence entre-porteuses (ICI). De plus, l'entrelacement entre les sous porteuses est toléré pour réaliser une haute efficacité spectrale.
- ❖ Un intervalle de Garde, souvent appelée préfix cyclique (CP), est ajouté au début de chaque symbole OFDM pour préserver l'orthogonalité entre les sous porteuse et éliminer l'interférence entre symbole (ISI) et l'interférence entre porteuse (ICI).

1.2.3 Notion d'orthogonalité

Le principe de l'orthogonalité des sous-porteuses réside dans la transmission simultanée des signaux sur les différentes sous porteuses sans qu'il y ait un chevauchement entre eux. La solution préconisée dans les premiers systèmes FDM pour limiter le recouvrement entre les bandes de fréquences des canaux était de les séparer par une bande de garde. Cependant cette solution n'était pas efficace à cause de la consommation inutile du spectre. En effet, un système OFDM permet de maximiser l'efficacité spectrale en superposant les sous-porteuses les unes avec les autres tout en assurant une certaine orthogonalité entre elles afin de maintenir l'absence des interférences entre porteuses (ICI). Cela signifie que le spectre de chaque porteuse à la valeur de la fréquence centrale coïncide avec le zéro des autres porteuses [4]. La figure 1.2 montre l'espacement entre les sous porteuses dans la technique OFDM, Les porteuses pour chaque canal sont faites orthogonalement l'une à l'autre, permettant d'être très proches les unes aux autres pour gagner en la largeur de bande utilisée (figure 1.3).

Les fréquences des sous-porteuses sont définies par [4] :

$$f_k = f_0 + k \Delta f \quad \text{avec } k = 0, \dots, (N-1)$$

Où f_0 est la fréquence porteuse origine, Δf est l'écart entre deux sous-porteuses consécutives et N est le nombre des sous-porteuses. L'espacement minimal entre deux sous porteuses adjacentes permettant de conserver l'orthogonalité entre elle est de [4] :

$$\Delta f = \frac{1}{T_{su}}$$

Avec « T_{su} » est la période utile du symbole.

Mathématiquement, l'orthogonalité est définie comme suit :

$$\int_a^b x(t) \cdot y(t) \cdot dt = 0$$

Ou bien, le produit scalaire de deux vecteurs est nul :

$$\vec{A} \cdot \vec{B} = 0$$

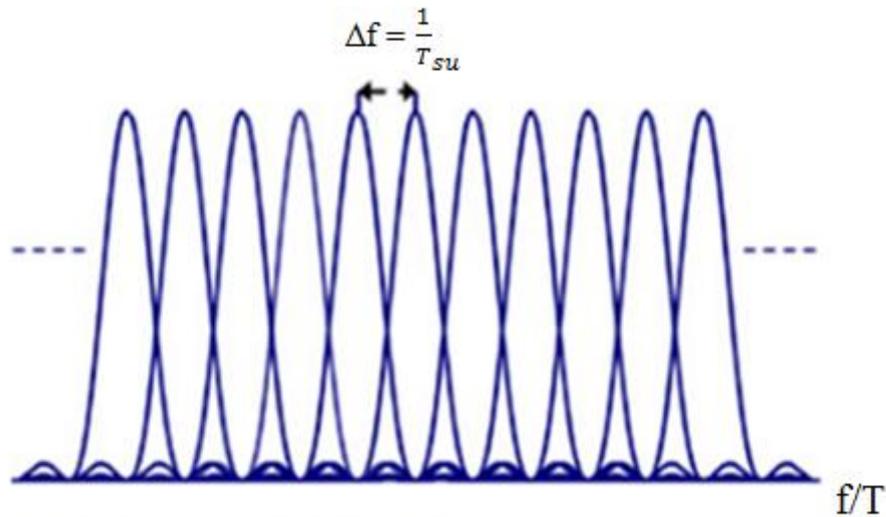
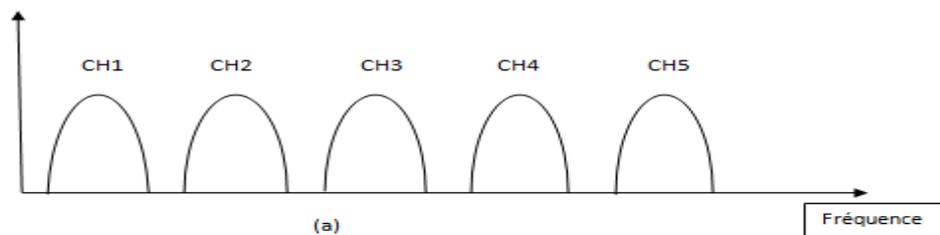


Figure 1.2 : illustration de l'espacement entre sous porteuse dans la technique OFDM

FDM



OFDM

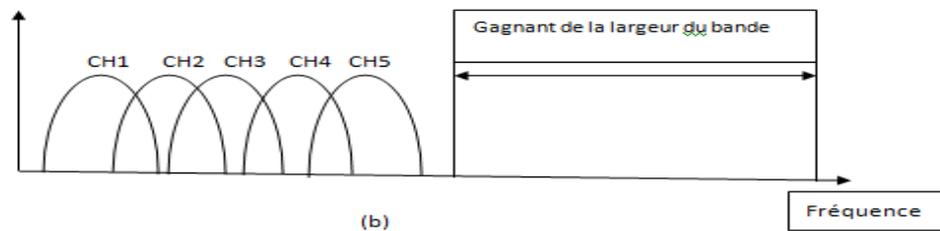


Figure 1.3 : Différence entre la FDM et l'OFDM

1.3 Les avantages et les inconvénients de l'OFDM

L'OFDM est une technique multi-porteuse très populaire dans les technologies récentes, elle est capable de répondre aux exigences des utilisateurs mobiles de la quatrième génération, grâce à ces avantages et parmi eux, nous citons :

- Grande efficacité spectrale.
- Simplicité de mise en œuvre grâce à la transformée de fourrier rapide(FFT) et inverse (IFFT).
- La résistivité contre les interférences entre porteuses et symboles (ICI et ISI).
- Faible complexité du récepteur. [4]

L'OFDM possède néanmoins des inconvénients qu'il est important de les citer :

- Un des principaux inconvénients de l'OFDM est que les signaux OFDM ont une forte fluctuation de l'enveloppe qui est caractérisée par un rapport de puissance (PAPR) élevé en comparant avec la modulation mono-porteuse. [4]
- Sensibilité aux erreurs de la synchronisation en temps et en fréquence.
- Une perte d'efficacité spectrale causée par l'intervalle de garde.

1.4 Conclusion

L'OFDM n'est pas la technique la plus prometteuse pour les réseaux de la prochaine génération. De nombreuses recherches sont en cours sur des schémas alternatifs multi-porteuses candidats à la couche PHY des systèmes de communication mobile de la prochaine génération. Dans le prochain chapitre nous allons présenter la technique de modulation GFDM qui est la candidate de la future cinquième génération (5G). .

2.1 Introduction

De nos jours, avec l'apparition de la communication de type machine (MTC) ou plus généralement, l'Internet des objets (IoT), l'internet tactile, la connectivité bit pipe et le réseau régional sans fil (WRAN), la cinquième génération (5G) devrait répondre à des différentes exigences, allant au-delà de l'augmentation du débit. Parmi celles-ci on peut citer la synchronisation lente pour l'IoT, faible temps de latence pour Internet tactile et couverture élevée et allocation dynamique du spectre avec faible émission hors bande (OOB) pour couvrir les applications WRAN. Par conséquent, la couche physique 5G nécessite des niveaux plus élevés de flexibilité, de performance, de fiabilité, d'efficacité, de robustesse, d'économie d'énergie et d'évolutivité. Les limitations dues à l'agrégation de porteuses dans un système OFDM sont éliminées en utilisant un système GFDM qui utilise un filtrage circulaire au lieu du filtrage linéaire utilisé dans l'OFDM. Dans ce chapitre nous allons voir les différentes propriétés et équations de cette nouvelle technique.

2.2 Généralité sur la GFDM

2.2.1 Définition

La GFDM est un schéma de modulation flexible à plusieurs porteuses qui convient comme candidat pour la couche physique 5G, est un nouveau concept de transmission multi-porteuse flexible qui introduit des degrés de liberté supplémentaires par rapport à l'OFDM traditionnel. En GFDM, le rayonnement hors bande du signal transmis est contrôlé par un filtre de mise en forme d'impulsions réglable appliqué aux sous-porteuses individuelles. En outre, une structure de données bidimensionnelle est introduite pour regrouper des symboles de données sur plusieurs sous-porteuses et intervalles de temps en blocs. La taille des blocs est un paramètre variable et permet d'implémenter des filtres longs. Le traitement de ces blocs est effectué sur la base de

filtres numériques qui préservent les propriétés circulaires dans le domaine temporel et fréquentiel.

La GFDM est identique à l'OFDM dans la structure de préfixe cyclique qui est présent aussi dans la GFDM pour lutter contre l'ISI dans un canal à trajets multiples, la différence réside qu'une trame OFDM a un préfixe cyclique pour la transmission de chaque symbole de K sous-porteuses. Ce qui augmente le temps système. Alors qu'avec une trame GFDM, il y a un seul préfixe cyclique (CP) pour M symboles GFDM, chacun contenant K sous-porteuses (figure 2.1). Cela devient possible puisqu'un seul préfixe cyclique suffit pour que la convolution linéaire avec le canal soit équivalente à une convolution circulaire.

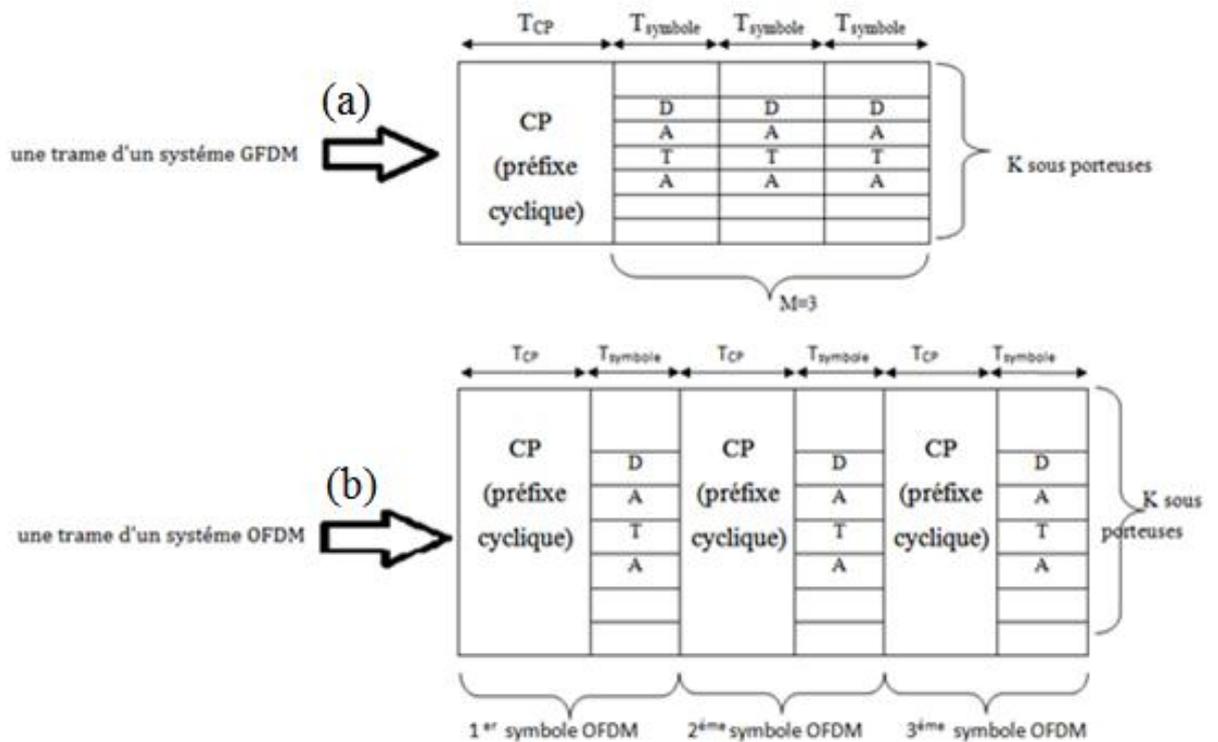


Figure 2.1 : (a) une trame GFDM composée de 3 symboles GFDM consécutifs.

(b) une trame OFDM composée de 3 symboles OFDM consécutifs.

2.2.2 Modèle du signal GFDM

Le signal transmis avec la technique GFDM est donné comme suit : [5]

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m} p[(n - mK)_N] g_k [n] \quad (2.1)$$

Où M est égal au nombre de symboles GFDM dans une trame GFDM et K correspond au nombre de sous-porteuses. $d_{k,m}$ appartient à A_X (où A_X est l'alphabet en entrée de la source à transmettre) qui est le symbole de données transmis à la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse et au $m^{\text{ième}}$ symbole GFDM dans la trame GFDM. $P[n]$ fait référence à la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme d'impulsions de longueur N . $p[(n-mK)_N]$ représente le décalage circulaire $p[n]$ de mK avec modulo N , où N est égal à $N = M * K$. $g_k[n]$ est le terme multiplicateur exponentiel complexe qui déplace le spectre de la bande de base vers le $k^{\text{ième}}$ emplacement de la sous-porteuse, qui est donné ci-dessous :

$$g_k [n] = e^{-j2\pi k * n / N} \quad (2.2)$$

2.2.3 Transmetteur GFDM

La figure 2.2 montre les éléments de base d'un système GFDM.

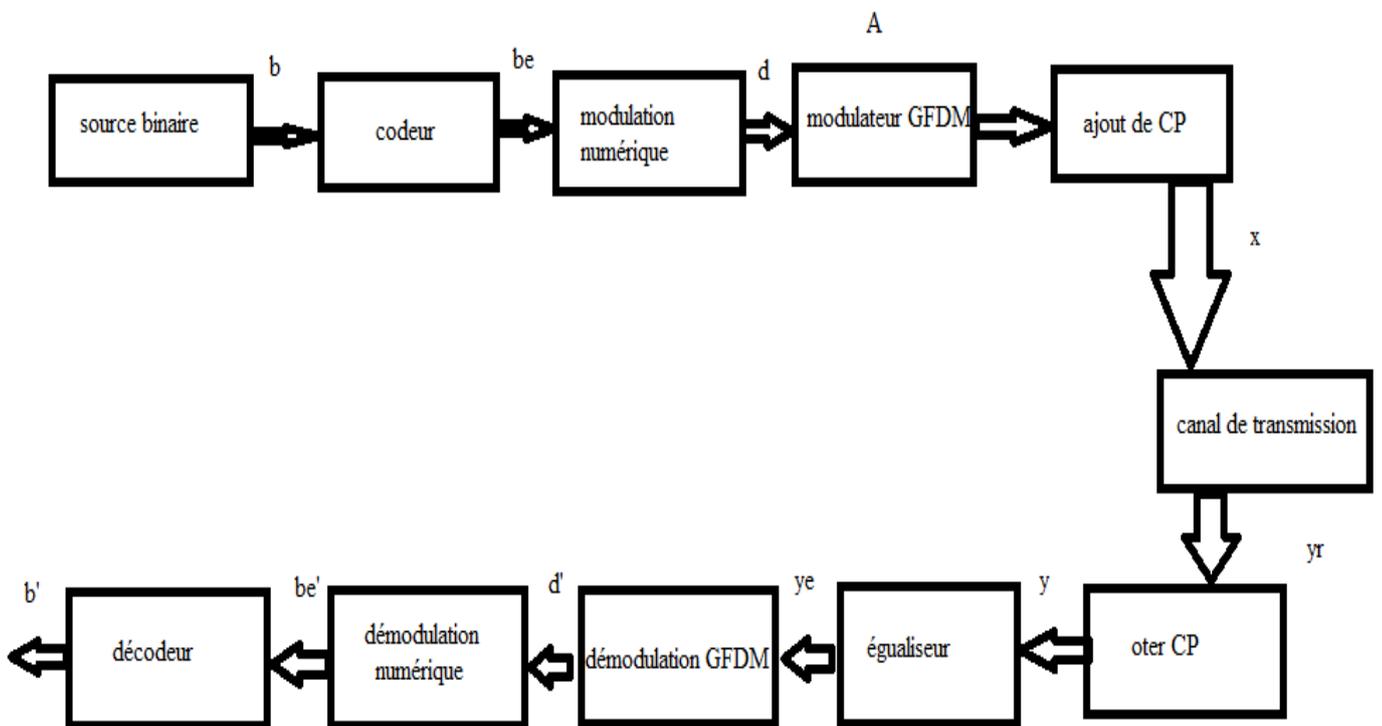


Figure 2.2 : schéma fonctionnel d'un transmetteur GFDM.

Dans ce qui suit nous donnons une description du fonctionnement du transmetteur donné ci-dessus :

Les données binaires « b » sont codées (avec tout schéma de codage de contrôle d'erreur possible) pour obtenir « b_e » (figure 2.2). Ensuite, le modulateur numérique fait moduler ses entrées binaires sur les points de la constellation pour donner « d ». Le vecteur obtenu d représente un bloc de données contenant « N = KM échantillons ». Correspondant à K sous porteuses avec M sous-symboles correspondant chacun à :

$$\vec{d}_k = (d_{k,0}, \dots, d_{k,m-1})^T \quad (2.3)$$

$$\vec{d}_m = (d_{0,m}, \dots, d_{k-1,m})^T \quad (2.4)$$

\vec{d}_m Étant le vecteur sous symbole m.

\vec{d}_k Étant le vecteur sous porteuses k.

L'élément d_{km} correspond à la donnée transmise sur la sous porteuse k et du m^{ème} sous symbole du bloc de données.

Ensuite, « d » est modulé pour obtenir le signal transmis. Cela peut être formulé comme une multiplication par une matrice « A » avec le vecteur de données « \vec{d} », où « A » est la matrice de l'émetteur. Avant la transmission au canal, un préfixe cyclique est ajouté, comme dans l'OFDM.

Du côté du récepteur, après suppression du CP et égalisation, le signal discret reçu est démodulé avec un démodulateur GFDM, qui produit les symboles de la constellation. Après démodulation et décodage, des estimations des bits transmis sont obtenues [5].

Dans la figure 2.3, $d_{m,k}$ fait référence au symbole de données transmis à la k^{ième} sous-porteuse et au m^{ième} symbole GFDM. Il y a un total de MK symboles de données sur le côté gauche de l'émetteur. En outre, comme indiqué précédemment p [(n-mK) N] fait référence au décalage circulaire de la forme de l'impulsion avec modulo N (N =M*K).

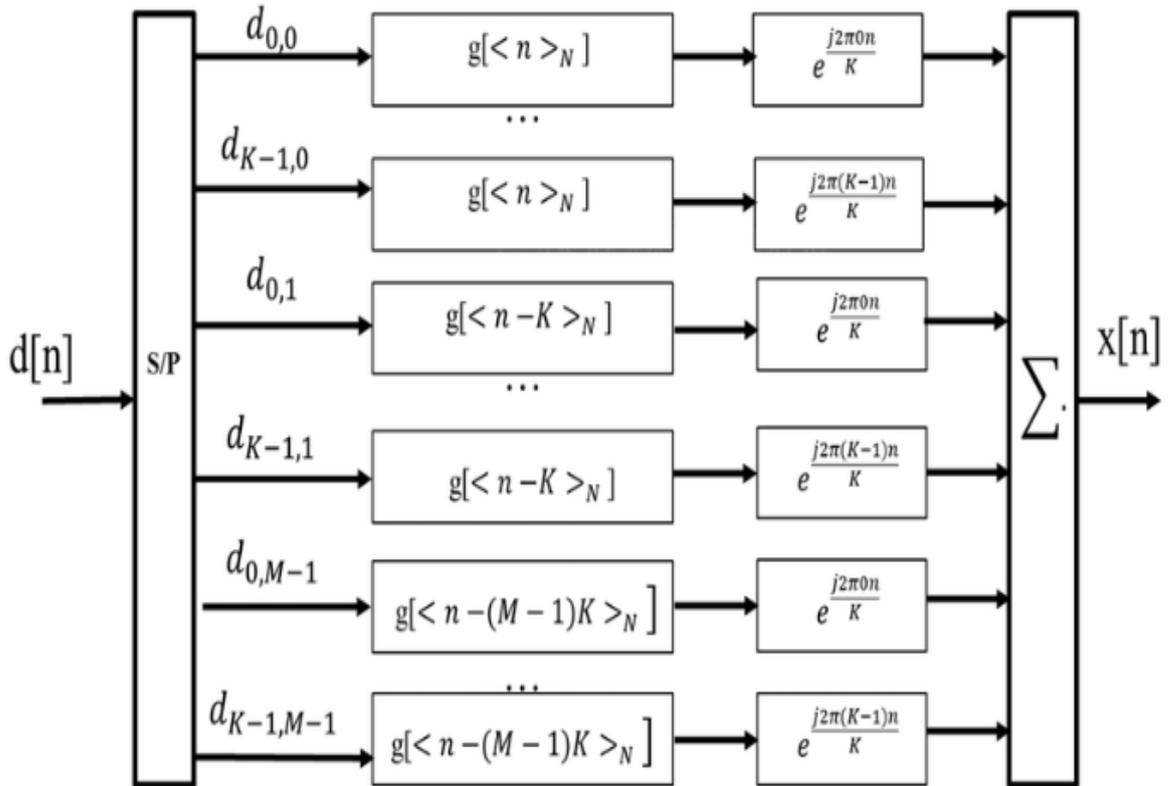


Figure 2.3 : les symboles de données transmis à la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse et au $m^{\text{ième}}$ symbole GFDM

2.2.4 Modulateur GFDM [5]

Les $\vec{x} = (\mathbf{x}[n])^T$ sont obtenus par superposition de tous les symboles. Dans cette partie on réalise une mise en forme des impulsions numériques au niveau des sous-porteuses et une conversion ascendante des sous-porteuses.

Chaque $d_{k,m}$ est transmis avec son impulsion correspondante $g_{k,m}[n]$

$$g_{k,m}[n] = [(n - mK) \bmod N] \cdot \text{Expo}(-j2\pi kn/K) \quad (2.5)$$

n : indice d'échantillonnage

Chaque $g_{k,m}[n]$ est une version décalée en temps et en fréquence d'un filtre prototype $g[n]$.

L'exponentiel complexe effectue l'opération de décalage en fréquence. Les échantillons transmis sont :

$$\mathbf{x}[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{g}_{k,m}[n] \cdot \mathbf{d}_{k,m} \quad ; \quad n=0, \dots, N-1 \quad (2.6)$$

Si on pose $\mathbf{g}_{k,m}[n]$ comme étant des éléments du vecteur $\overrightarrow{g_{km}}$

$$\overrightarrow{g_{km}} = (\mathbf{g}_{km}[n])^T \quad (2.7)$$

Alors \vec{x} s'écrit sous la forme :

$$\vec{x} = A\vec{d} \quad (2.8)$$

Avec A une matrice de transmission de dimension $KM \times KM$ donnée par :

$$A = (\vec{g}_{0,0} \quad \dots \quad \vec{g}_{k-1,0}, \vec{g}_{0,1} \quad \dots \quad \vec{g}_{k-1,M-1}) \quad (2.9)$$

Qui s'écrit d'une manière explicite comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} g_{0,0}[0] & \dots & g_{k-1,0}[0] & g_{0,1}[0] & \dots & g_{k-1,1}[0] & \dots & g_{0,M-1}[0] & \dots & g_{k-1,M-1}[0] \\ g_{0,0}[1] & \dots & g_{k-1,0}[1] & g_{0,1}[1] & \dots & g_{k-1,1}[1] & \dots & g_{0,M-1}[1] & \dots & g_{k-1,M-1}[1] \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ g_{0,0}[N-1] & \dots & g_{k-1,0}[N-1] & g_{0,1}[N-1] & \dots & g_{k-1,1}[N-1] & \dots & g_{0,M-1}[N-1] & \dots & g_{k-1,M-1}[N-1] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Le vecteur de données \vec{d} a la structure suivante [5] :

$$\vec{d} = \begin{bmatrix} d_{0,0} \\ d_{1,0} \\ \vdots \\ d_{k-1,0} \\ d_{0,1} \\ d_{1,1} \\ \vdots \\ d_{k-1,1} \\ \vdots \\ \vdots \\ d_{0,M-1} \\ d_{1,M-1} \\ \vdots \\ d_{k-1,M-1} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Le vecteur de données transmis peut s'écrire alors comme suit :

$$\vec{\mathcal{X}} = \begin{bmatrix} g_{0,0}[0] & \cdots & g_{K-1,0}[0] & g_{0,1}[0] & \cdots & g_{K-1,1}[0] & \ddots & g_{0,M-1}[0] & \cdots & g_{K-1,M-1}[0] \\ g_{0,0}[1] & \cdots & g_{K-1,0}[1] & g_{0,1}[1] & \cdots & g_{K-1,1}[1] & \ddots & g_{0,M-1}[1] & \cdots & g_{K-1,M-1}[1] \\ \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{0,0}[N-1] & \cdots & g_{K-1,0}[N-1] & g_{0,1}[N-1] & \cdots & g_{K-1,1}[N-1] & \ddots & g_{0,M-1}[N-1] & \cdots & g_{K-1,M-1}[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{0,0} \\ d_{1,0} \\ \vdots \\ \vdots \\ d_{K-1,0} \\ d_{0,1} \\ d_{1,1} \\ \vdots \\ d_{K-1,1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ d_{0,M-1} \\ d_{1,M-1} \\ \vdots \\ \vdots \\ d_{K-1,M-1} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.2.5 Modèle mathématique du canal de transmission [5]

La Transmission à travers un canal sans fil est modélisé par :

$$\vec{y} = \tilde{H}\vec{x} + \vec{w} \quad (2.13)$$

\vec{y} : est le signal reçu au niveau du récepteur au lieu de \vec{x} .

\tilde{H} : La matrice du canal de dimensions $(N + N_{CP} + N_{ch} - 1) * (N + N_{CP})$

2.2.6 Modèle du récepteur

Synchronisation

La synchronisation en temps et en fréquences est effectuée, donnant \vec{y}_s .

Le préfixe cyclique

Le préfixe cyclique est enlevé sous l'hypothèse d'une synchronisation parfaite, le préfixe cyclique peut être utilisé pour simplifier le modèle du canal sans fil.

Egaliseur

Le préfixe cyclique permet d'utiliser l'égalisation de canal Zéro Forcing de manière efficace comme dans le cas de la technique OFDM.

L'équation du signal reçu au niveau du récepteur s'écrit :

$$\vec{y} = \mathbf{H}[\mathbf{A}\vec{d} + \vec{w}] \quad (2.14)$$

Après égalisation du canal on obtient :

$$\vec{z} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{A}\vec{d} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\vec{w} \quad (2.15)$$

2.2.7 Démodulateur GFDM [5]

La démodulation linéaire peut être exprimée comme suit :

$$\vec{d} = \mathbf{B}\vec{z} \quad (2.16)$$

\mathbf{B} : est la matrice du récepteur de dimension $KM \times KM$

$$\vec{z} = \mathbf{A}\vec{d} + \vec{w} \quad (2.17)$$

Récepteur à Filtre Adapté (matched filter)

$\mathbf{B}_{MF} = \mathbf{A}^H$, où « H » est la matrice hermitienne. Le filtre adapté est un processus permettant de détecter un élément de signal ou une ondelette connu intégré au bruit, il maximise le rapport signal sur bruit (SNR) du signal détecté par rapport au bruit.

Dans le traitement du signal, un filtre adapté est obtenu en corrélant un signal retardé connu avec un signal inconnu pour détecter la présence du modèle dans le signal inconnu. Cela équivaut à convertir le signal inconnu en une version conjuguée à inversion temporelle du modèle.

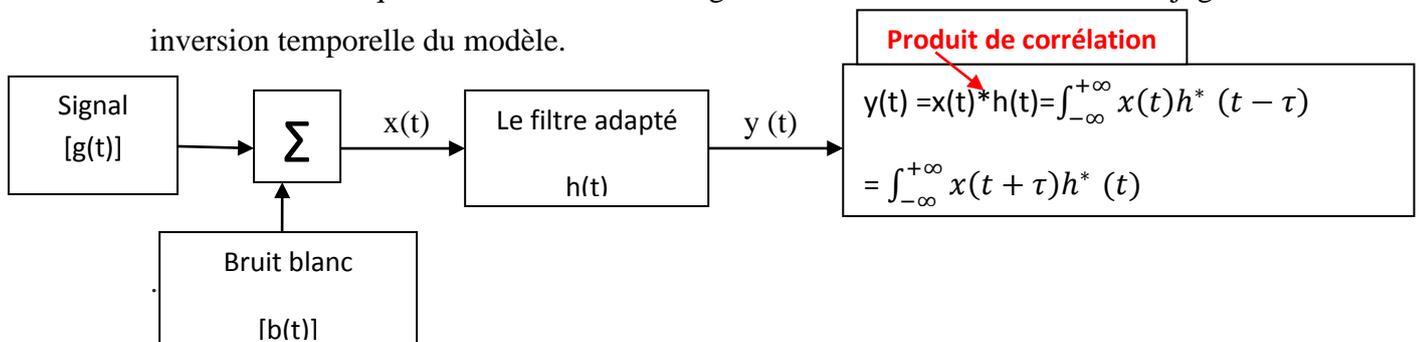


Figure 2.4 : représentation générale d'un filtre adapté (matched filter).

Récepteur Zéro Forcing (ZF)

$\mathbf{B}_{ZF} = \mathbf{A}^{-1}$ (la matrice inverse)

Tant que le préfixe cyclique demeure assez long par rapport à la réponse impulsionnelle du canal, l'égalisation peut être réalisée simplement par l'égaliseur ZF [6]. Le ZF minimise la distorsion maximale entre les symboles à la sortie de l'égaliseur, Le filtre linéaire du canal avec les coefficients h_n et les coefficients de l'égaliseur w_n peuvent être exprimé comme un seul filtre par [7]:

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_j h_{n-j} = \begin{cases} 1, & \text{si } n = 0 \\ 0, & \text{si } n \neq 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

Si on utilise la transformée en z on obtient :

$$Q(z) = W(z) H(z) = 1 \quad (2.19)$$

En d'autres termes, les coefficients de l'égaliseur sont donnés par :

$$W(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (2.20)$$

Ainsi, le filtre qui satisfait le critère ZF a les coefficients $W(z)$ qui sont juste l'inverse des coefficients du canal $H(z)$. Il est important de noter que cet égaliseur n'élimine pas l'IES. Les cas où la matrice \mathbf{A} est mal conditionnée donc son inverse n'existe pas et le récepteur à filtre adapté est le mieux à utiliser.

Enfin, grâce au modulateur numérique, Les symboles reçus \vec{d} sont demodulés pour produire une séquence de bits \vec{b}_c , et puis, Les bits \vec{b}_c sont décodés pour produire les vecteurs bits \vec{b} .

2.3 Canal à bruit additif gaussien

Le canal AWGN possède une entrée et une sortie continue en amplitude (le canal reste discret en temps). Le bruit du canal est composé d'une addition de bruit blanc de densité spectrale de puissance constante et de distribution gaussienne en amplitude. Le signal reçu peut s'exprimer par : $y(t) = x(t) + b(t)$ où $b(t)$ suit une loi normale de moyenne nulle et de variance σ^2 (Figure 2.4).

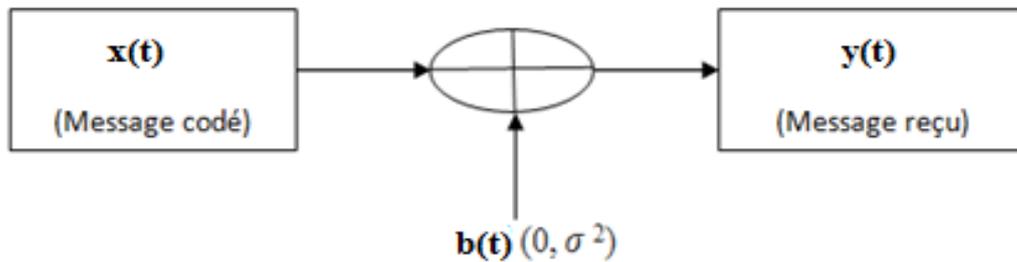


Figure 2. 5: un canal AWGN

La densité de probabilité d'une variable $b(t)$ à statistique gaussienne, de moyenne nulle et de variance σ^2 s'exprime selon la formule suivante :

$$Pe(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (2.18)$$

Avec : $pe(x)$: est la densité de probabilité d'un bruit blanc gaussien.

σ^2 : représente la variance $\left\{ \sigma^2 = \frac{N_0}{2} \right\}$.

2.4 Rapport signal sur bruit

Pour caractériser l'effet du bruit sur un signal, on utilise le rapport signal sur bruit (SNR: Signal-to-Noise Ratio ou « S/N ») :

$$\text{SNR (dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) \quad (2.19)$$

S : représente la puissance du signal émis en (W).

N : représente la puissance du bruit en (W).

Le rapport signal sur bruit est une mesure relative, permettant la comparaison entre le niveau du signal utile et celui du bruit [8], il va déterminer la qualité du signal lors de sa transmission. Plus le rapport SNR est faible, plus le signal est sous l'influence du bruit.

2.5 Conclusion

La technique de modulation par répartition en fréquence généralisée GFDM prouve qu'elle est assez importante et capable de faire face aux plusieurs problèmes vus dans l'OFDM, comme les interférences entre porteuses (ICI), les interférences entre symboles (ISI) et l'émission hors bande (OOB) que nous allons analyser par simulation dans le troisième chapitre suivant.

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier par simulation l'influence des filtres RC et RRC sur la densité spectrale de puissance d'un signal GFDM en dehors de la bande de fréquence, ainsi que son taux d'erreur symbole (SER).

3.2 Les filtre RC et RRC avec variation du roll-off

Un filtre en cosinus surélevé est un filtre de Nyquist réalisable dont la réponse temporelle prend la forme d'une impulsion Sinc. Sa bande passante totale est ajustée par un facteur roll off « r » qui prend des valeurs dans l'intervalle [0 1]. C'est un filtre passe-bas couramment utilisé pour la mise en forme d'impulsions dans les systèmes de transmission de données pour minimiser les interférences entre symbole (ISI).

3.2.1 Réponse en fréquence du filtre RC :

La réponse en fréquence du filtre RC est donnée par l'équation 3.1 suivante :

$$G_{RC}(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right\}, & \frac{1-r}{2T} < |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (3.1)$$

La figure 3.1 représente les différentes courbes de la réponse en fréquence du filtre RC pour différentes valeurs du facteur roll off « r ». Notons que ce filtre occupe une largeur de bande de fréquence supérieure à celle d'un filtre idéal de réponse en fréquence rectangulaire pour des valeurs de « r > 0 ».

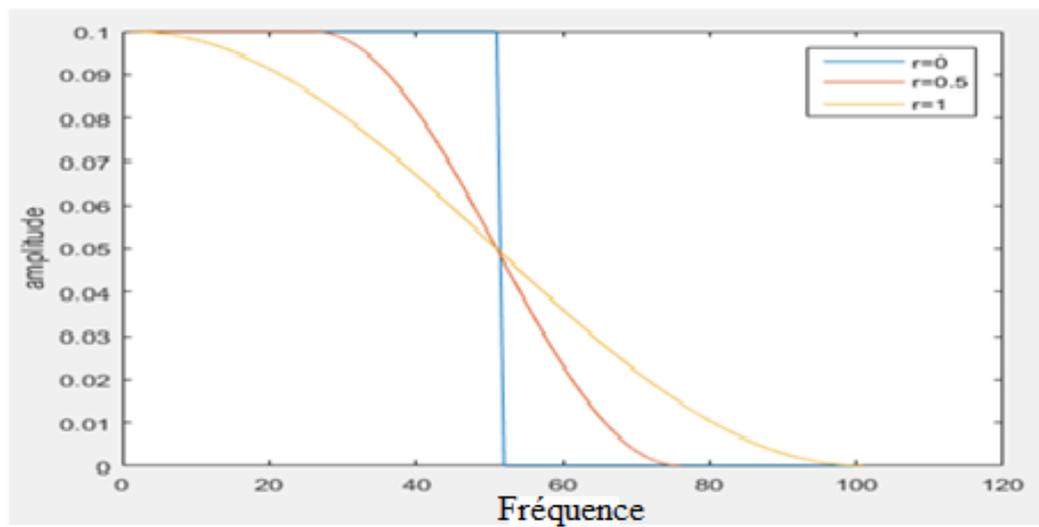


Figure 3.1: Réponse en fréquence du filtre RC pour différentes valeurs de r

3.2.2 Réponse en fréquence du filtre RRC :

La réponse en fréquence du filtre RRC est donnée par l'équation 3.2 suivante :

$$G_{\text{RRC}}(f) = \begin{cases} \sqrt{T}, & |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right\}}, & \frac{1-r}{2T} < |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+r}{2T} \end{cases}, \quad (3.2)$$

La figure 3.2 représente les différentes courbes de la réponse en fréquence du filtre RRC pour différentes valeurs du facteur roll off « r ». Notons ici aussi que ce filtre occupe une largeur de bande de fréquence supérieure à celle d'un filtre idéal de réponse en fréquence rectangulaire pour des valeurs de « $r > 0$ ».

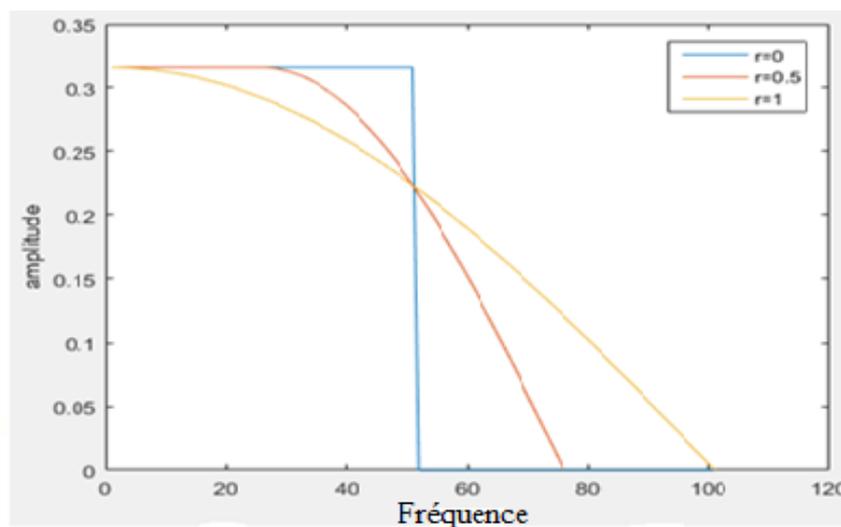


Figure 3.2 : Réponse en fréquence du filtre du filtre RRC pour différentes valeurs de r .

3.3 L'effet du choix du filtre prototype $g(n)$ sur la DSP d'un signal GFDM

Dans cette section nous allons étudier par simulation l'effet du filtre $g(n)$ choisi sur la DSP d'un signal GFDM, en faisant varier le facteur roll-off « r ».

3.3.1 Effet du filtre RC

Les figures de 3.3 à 3.5 montrent la DSP du signal aléatoire reçu au niveau du récepteur avec les différentes valeurs de facteur roll-off « r » :

En analysant les figures données ci-dessous, nous constatons que l'augmentation de la valeur de facteur « r » fait diminuer la puissance hors bande. Le tableau 3.1 résume l'effet du roll-off sur cette puissance hors bande :

Roll-off factor	Puissance [dB]
$r=0.25$	$P = - 2.5$ [dB]
$r=0.5$	$P = - 4$ [dB]
$r=0.75$	$P = - 8.5$ [dB]

Tableau 3.1 : Effet des valeurs de « r » du filtre RC sur la puissance hors bande d'un signal GFDM

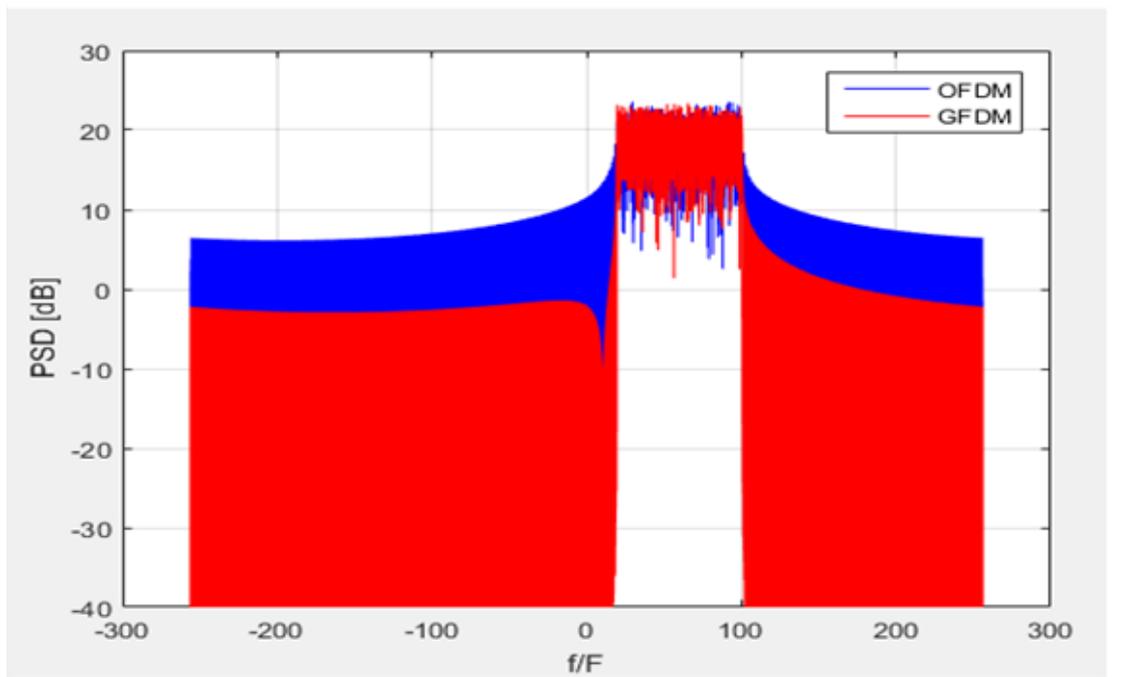


Figure 3.3 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RC et $r=0.25$

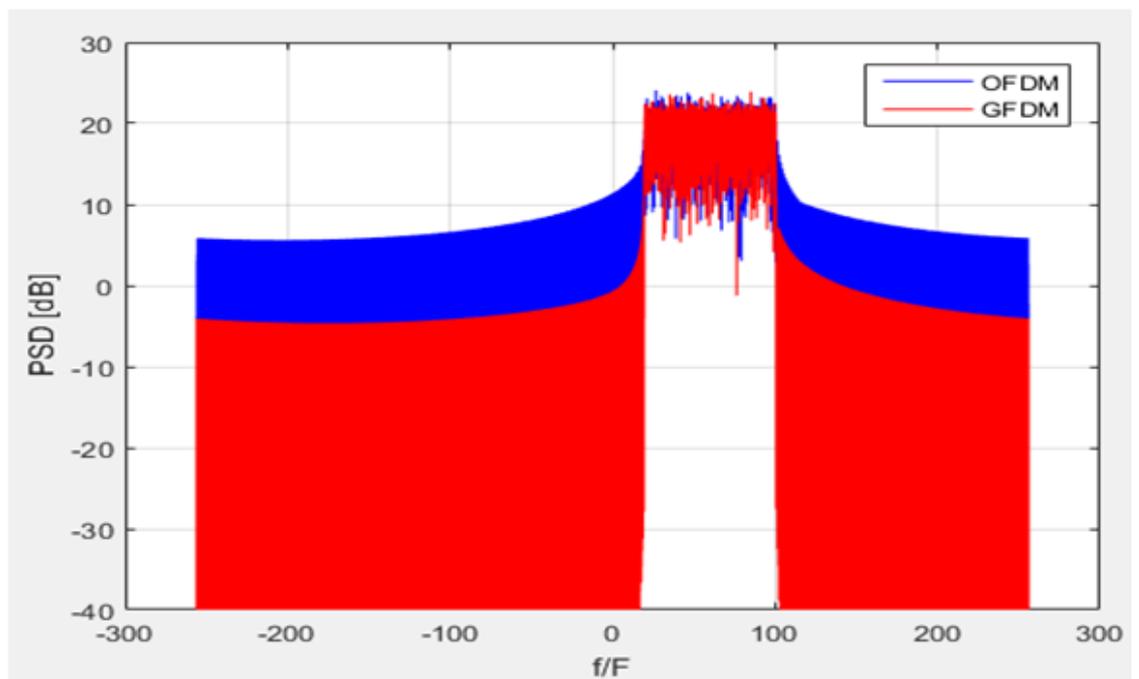


Figure 3.4 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RC et $r=0.5$

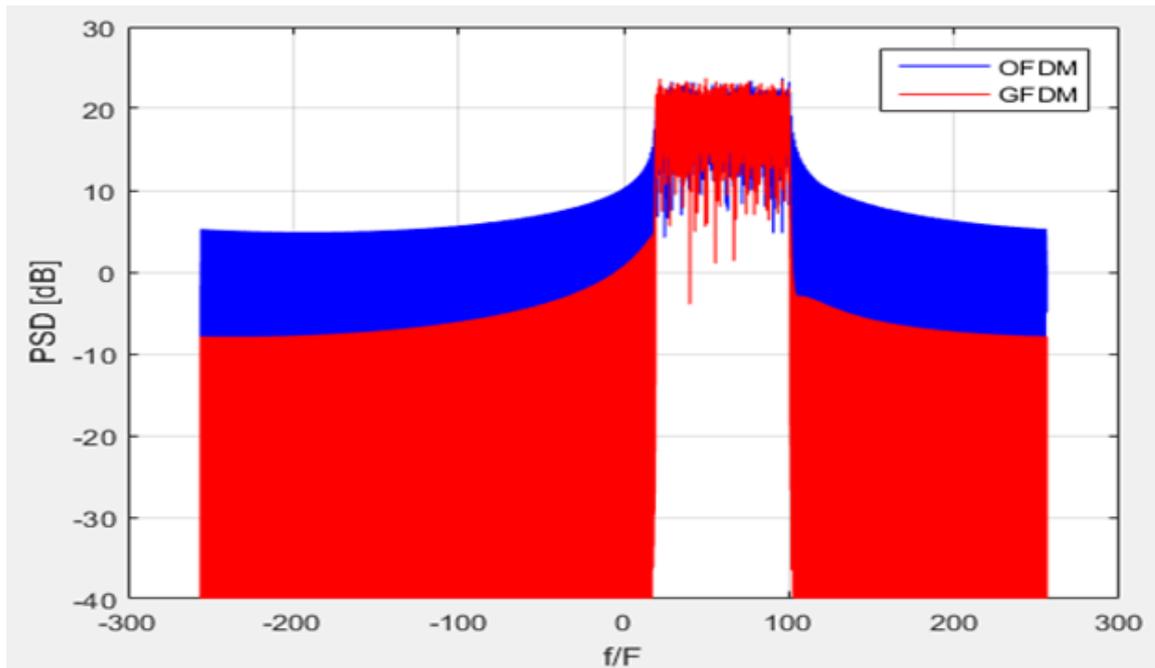


Figure 3.5 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RC et $r=0.75$

3.3.2 Effet du filtre RRC

Les figures de 3.6 à 3.8 montrent la DSP du signal aléatoire reçu au niveau du récepteur avec les différentes valeurs de facteur roll-off « r ».

En analysant les figures données ci-dessous, nous constatons ici aussi que l'augmentation de la valeur de facteur « r » fait diminuer la puissance hors bande. Le tableau 3.2 résume l'effet du roll-off sur cette puissance hors bande :

Roll-off factor	Puissance [dB]
$r=0.25$	$P = - 1$ [dB]
$r=0.5$	$P = - 9$ [dB]
$r=0.75$	$P = - 16.5$ [dB]

Tableau 3.2 : Effet des valeurs de « r » du filtre RRC sur la puissance hors bande d'un signal GFDM

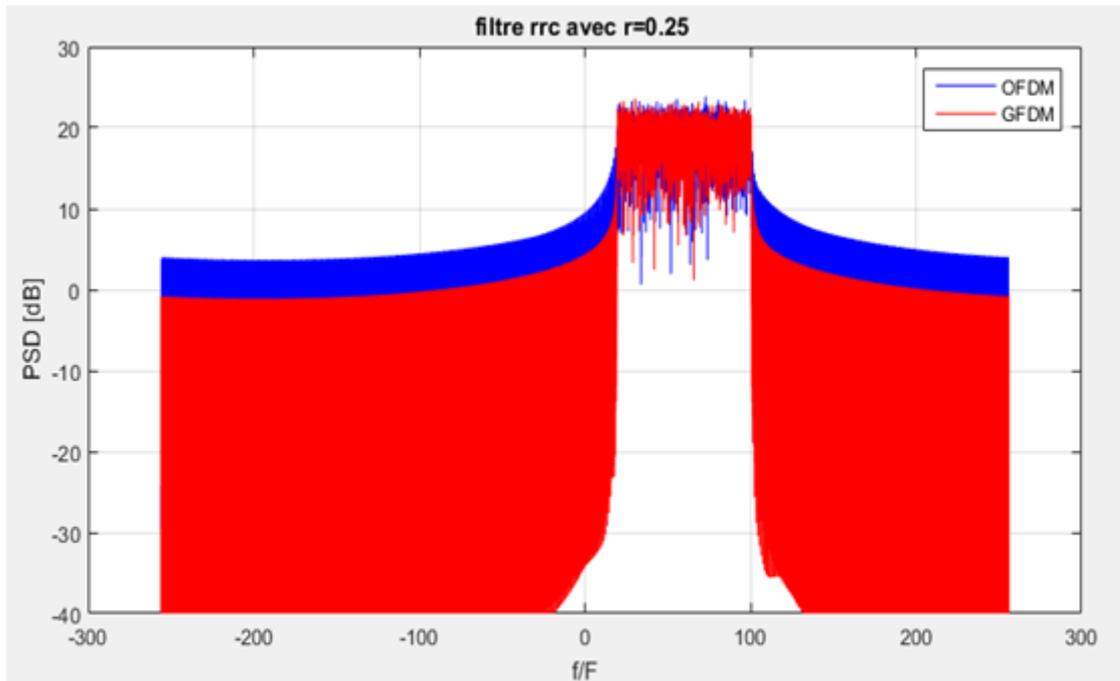


Figure 3.6 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RRC et $r=0.25$

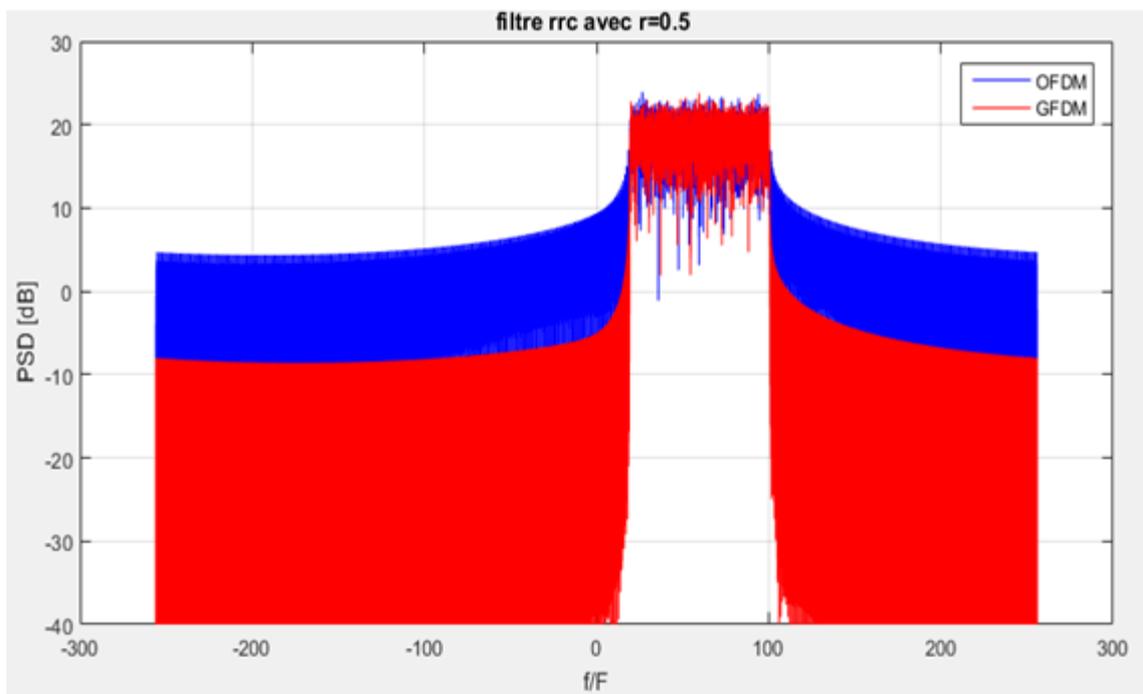


Figure 3.7: DSP d'un signal GFDM avec filtre RRC et $r=0.5$

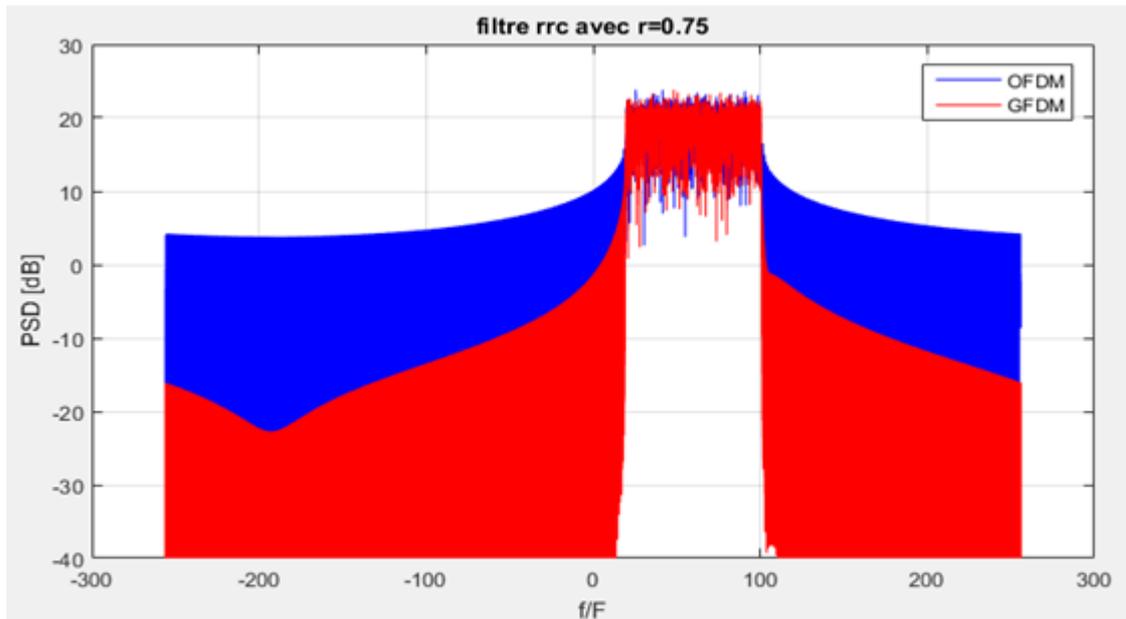


Figure 3.8 : DSP d'un signal GFDM avec filtre RRC et $r=0.75$

3.3.3 Conclusion

D'après les résultats obtenus précédemment et comparativement avec le filtre RC, l'utilisation du filtre RRC avec $r=0.75$ engendre une meilleure diminution de la puissance hors bande (OOB).

3.4 Simulation du SER avec les filtres RC et RRC

Dans cette section, nous allons étudier l'effet des filtres RC et RRC sur le taux d'erreurs symbole (SER) dans la technique GFDM, en utilisant la modulation numérique OQAM à travers un canal AWGN.

3.4.1 Choix du nombre de simulation de monte Carlo :

Afin de choisir un nombre d'itérations convenable, nous nous proposons d'évaluer le SER en utilisant les filtres RC et RRC avec « $r=0.75$ » et un nombre d'itérations $its = [1, 5, 10, 20]$.

❖ **SER avec le filtre RC et RRC et « r=0.75 »**

L'évaluation du SER par simulation est représentée par le tableau 3.3 et les figures 3.9 et 3.10

Nous remarquons que les valeurs du SER sont très rapprochées pour les différents nombres d'itérations dans le cas des deux filtres. À cet effet nous retiendrons un nombre d'itérations « its=5 » pour la suite de la simulation, afin de réduire le temps d'exécution.

Nombre d'itérations	SNR (dB)	SER (RC)	SER (RRC)
1	0	0.7448	0.7485
	5	0.5673	0.5323
	10	0.3429	0.2292
	15	0.1719	0.020
Temps d'exécution		2.396934 seconds	2.098169 seconds
5	0	0.7445	0.7450
	5	0.5756	0.5425
	10	0.3453	0.2221
	15	0.1786	0.0174
Temps d'exécution		8.735682 seconds.	8.183063 seconds
10	0	0.7485	0.7434
	5	0.5733	0.5332
	10	0.3488	0.2198
	15	0.1858	0.0178
Temps d'exécution		25.837935 seconds	23.030813seconds

20	0	0.7460	0.7392
	5	0.5740	0.5368
	10	0.3485	0.2242
	15	0.1840	0.0165
Temps d'exécution		38.873554seconds	37.124569seconds
Tableaux 3.3 : comparaison entre les valeurs du SER avec RC et RRC et $r=0.75$			

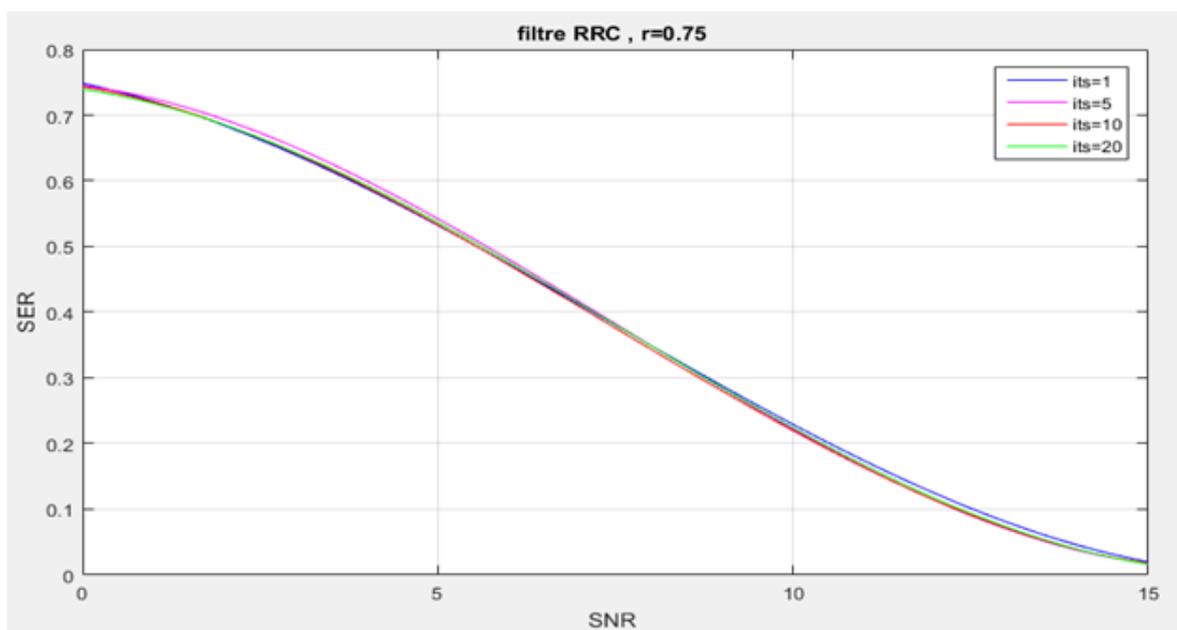


Figure 3.9: SER vs SNR avec filtre RRC et $r=0.75$

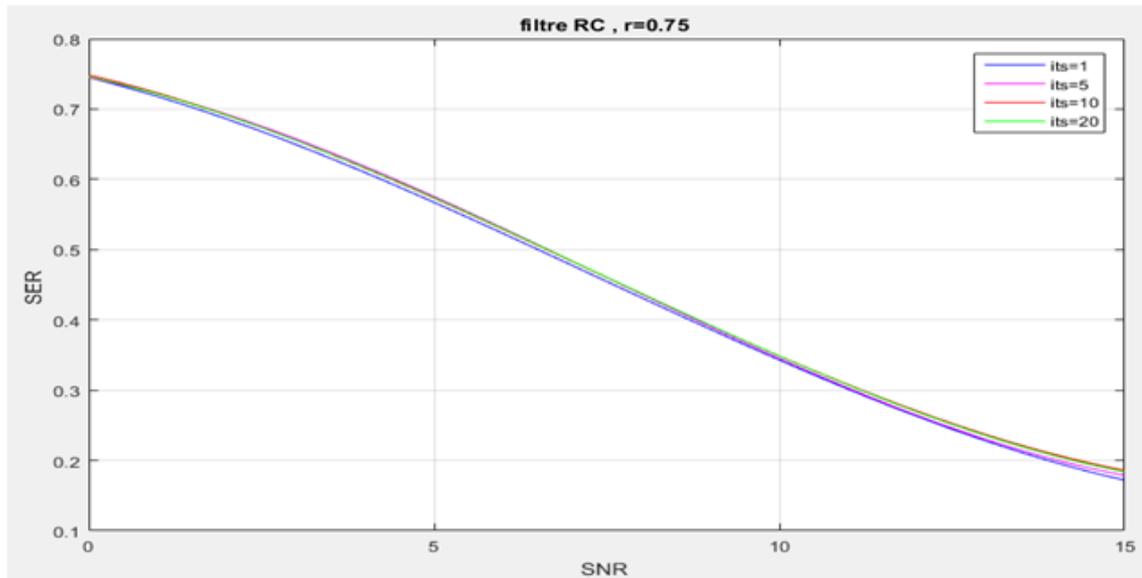


Figure 3.10: SER vs SNR avec filtre RC et $r=0.75$

3.4.2 Effet du roll-off factor « r » des filtres RC et RRC

D'après le tableau 3.4 et les figures 3.11 et 3.12, nous constatons que le filtre RRC donne de meilleurs résultats vis-à-vis du SER en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).

Pour le filtre RC, nous constatons que les meilleurs résultats vis-à-vis du SER sont obtenus pour « $r=0.25$ ».

Roll-off factor r	SNR (dB)	SER (RC)	SER (RRC)
0.25	0	0.7411	0.7455
	5	0.5506	0.5383
	10	0.2670	0.2230
	15	0.0691	0.0186
0.5	0	0.7434	0.7389
	5	0.5666	0.5376

	10	0.3238	0.2178
	15	0.1421	0.0165
0.75	0	0.7511	0.7399
	5	0.5797	0.5414
	10	0.3506	0.2211
	15	0.1771	0.0161
Tableau 3.4 : SER avec RC et RRC pour différentes valeurs de r et its=5			

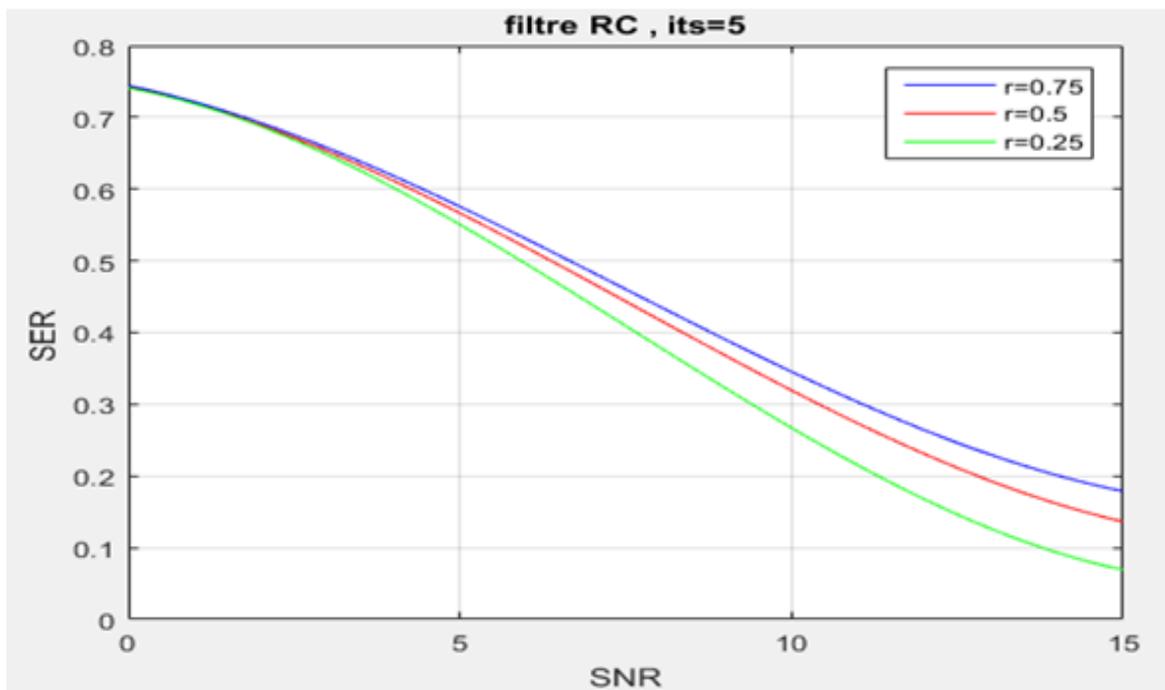


Figure 3.11 : SER vs SNR avec filtre RC et its=5.

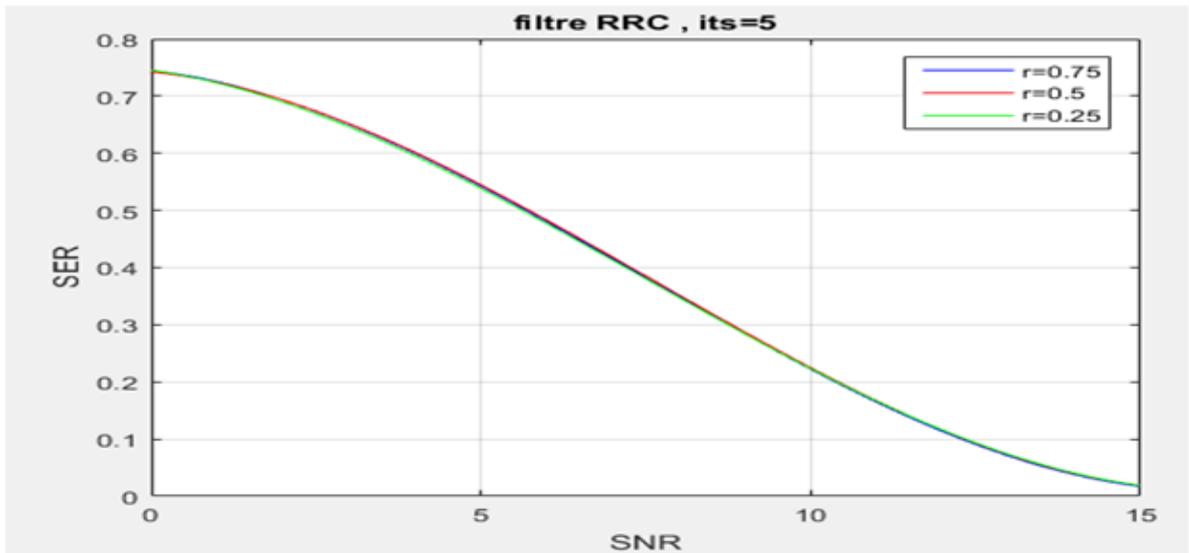


Figure 3.12 : SER vs SNR avec filtre RRC et its=5.

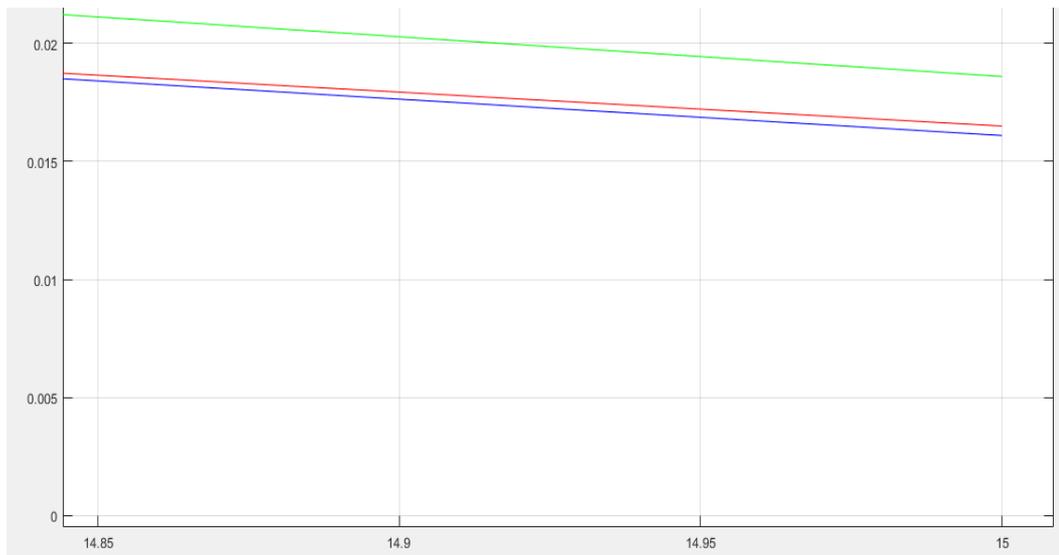


Figure 3.13 : zoom de la dernière partie de la figure précédente

3.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'effet des filtres RC et RRC sur la puissance hors bande et le SER dans la modulation GFDM.

Le filtre RRC donne de bons résultats par rapport au filtre RC dans les deux cas étudiés avec un roll-off factor « $r=0.75$ » pour l'OOB et le SER.

Le filtre RC donne de bons résultats avec « $r=0.75$ » pour l'OOB.

Conclusion générale

Les techniques de modulations multi porteuses jouent un rôle très important dans la révolution des systèmes de communication grâce à ses caractéristiques étonnantes qui changent d'une technique à l'autre suivant l'utilisation que nous voulons et la bande passante disponible. Par exemple la technique OFDM est caractérisée par ses porteuses orthogonales qui sont réalisées quand le spectre de chaque sous porteuse à la valeur de la fréquence centrale coïncide avec le zéro des autres sous porteuses. Cette technique a été présentée au chapitre 1.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté la technique GFDM qui est l'objet de ce projet de fin d'études. Cette technique est caractérisée par sa structure de préfixe cyclique où un CP uniquement est inséré par M symboles GFDM. Elle est basée sur la convolution circulaire qui la rend différente de l'OFDM.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les résultats des différentes simulations pour évaluer le problème de l'émission hors band (OOB) et le SER en utilisant les filtres RC et RRC. L'utilisation du filtre RRC avec un roll off factor de 0.75 permet d'achever des résultats meilleurs que ceux obtenus avec le filtre RC.

Bibliographie

- [1] Hermann Rohling ,« OFDM concepts for future communication systems » , Institut fur NachrichtentechnikTechnische universitat Hamburg-Harburg Eißendorfer Str.40 21073 Hamburg Germany , june 2010 .
- [2] Mylène Pischella et Dider le Ruyet , « Bases de communications numériques. 2, Principes et mises en œuvre des modulations numériques », London ISTE éditions Ltd,cop.septembre 2015.
- [3] A.Cherifi , « Analyse Et Evaluation Des Performance De la Modulation Multi porteuses Dans La Transmission d'information » UniversitéAbdelhamid Ibn Badis de Mostaganem, soutenue le 06/04/2017.
- [4] I. Chiali, « Détection multiutilisateurs MUD dans un système multi-antennes et à modulation multi-porteuses MIMO-OFDM par des approches méta-heuristiques» Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, soutenu le 05 Octobre 2017.
- [5] E. Öztürk, « Generalized Frequency Division Multiplexing » article, 28 septembre 2017, <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=8090530>
- [6] S. U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization". Proceedings of the IEEE. Vol. 73, No. 9, pp. 1349-1387, septembre 1985.
- [7] J. G. Proakis, "Digital communications", McGraw-Hill, 4th édition, 2001.
- [8] A. Bourkane, « Estimation du rapport signal à bruit d'un signal GPS par filtrage non linéaire » Université Abdelmalek Essaadi-Tanger-Maroc, 17 décembre 2015