

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



جامعة محمد بوضياف - المسيلة

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

كلية التكنولوجيا

FACULTE DE TECHNOLOGIE

قسم الإلكترونيك

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTRONIQUE

OPTION : SYSTEM TELECOMMUNICATION NUMERIQUE

THEME

**Simulation et Implémentation en temps réel
de la technique OFDM en utilisant le
processeur DSP C6713**

Proposé et dirigé par :

Mr. BENAHCENE MADANI

Réalisé par :

THAMERI FAROUK

N° D'ordre: STN14

PROMOTION: JUIN 2016

Remerciements

Au terme de ce travail, il m'est très agréable d'exprimer toutes mes reconnaissances à Mr. **BENAHCENE MADANI**, mon encadreur pour ses précieux conseils, ses importantes directives ainsi que pour sa patience tout au long de l'élaboration de ce travail. Mes profondes gratitude et mes remerciements.

Nous remercions

Les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

L'ensemble des enseignants du département d'électronique. Ainsi que tous ceux qui nous ont soutenus moralement.

Enfin, nous ne remercions toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

إهداء

إلى كل من أضاء بعلمه عقل غيره
أو هدى بالجواب الصحيح حيرة سائله
فأظهر بسماحته تواضع العلماء
وبرحابته سماحة العارفين

اهدي هذا النجاح، الى من علمني الصبر والنجاح...
الى ابي الغالي، معلمي وقدوتي ونور جميل بحياتي، نور ساطع كشمس الصباح
والي من تتسابق الكلمات لتخرج معبرة عن مكنون ذاتي
من علمتني وعانت الصعاب من أجلي ...
الى كنز الحب وروح الحنان تخفف من الامي...
الى اغلى ما ملك في الدنيا، امي ونور عيوني،
واليك اخي الغالي **ثامري المسعود** اهديك نجاحي،
يا قدوة الحياة وروح الفؤاد، وصرح عظيم امامي ...
دمت لي سندا وروحا وفخرا وأجمل المعاني
وعندما اتحدث عن الحب، تتسابق الحروف لوصفك،
وتتغني الكلمات بحروف اسمك،
ويغدو الفؤاد لي فرحا عند ذكر قلبك....
خطيبتي الغالية أجلولي نصيرة اهديك عباراتي ونجاحي.. متوج بنور عينك...
أصدقائي، زملائي، واخوتي

احبكم حبا لو مر على ارض قاحلة لتفجرت منها ينابيع المحبة،
وعند ذكر الاخوة، يشرفني ان اهدي اليكم
**بن مخلوفي عمر، حاج حفصي محمد، بن صديق العربي، مفتاح ابراهيم، أوكالي عبد الباسط،
والتوأم عباس (عبد الرحمان، عمار، أحمد ياسين) ...**
كل عبارات العهد والوفاء وأسمي كلماتي
وفي الختام.. ادامكم الله لي دائما مسكا لكل ختام ...



Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I Concepts de base en systèmes de télécommunications numérique.....	3
I.1 - Introduction.....	3
I.2 - Eléments d'un système de transmission numérique :.....	3
I.2.1 - Source d'information.....	4
I.2.2 - Codeur / décodeur de source :	4
I.2.3 - Codeur/ Décodeur canal	4
I.2.4 - Modulateur.....	5
I.2.5 - Démodulateur :	5
I.2.6 - Canal de communication	6
I.3 - Modulation numérique.....	6
I.3.1 - Notions de base et principales définitions de transmission numérique	8
I.3.2 - Classification des modulations numériques.....	9
I.3.3 - Les différents types de modulations numériques.....	9
I.4 - Conclusion	21
Chapitre II La technique de modulation OFDM	23
II.1 - Introduction.....	23
II.2 - Historique	23
II.3 - Le concept de transmission multi-porteuses.....	24
II.4 - La modulation OFDM	25
II.4.1 - L'intervalle de garde et l'extension cyclique	26
II.4.2 - Réalisation de la modulation et démodulation par la IFFT/FFT	28
II.4.3 - Principe de la démodulation OFDM	30
II.4.4 - Dédution des signaux en quadrature et en phase de l'OFDM	31
II.5 - Le canal de transmission.....	33
II.5.1 - L'effet Doppler	33
II.5.2 - La sélectivité en fréquence d'un canal.....	35
II.5.3 - L'atténuation	35
II.6 - Estimation du canal pour l'OFDM	36
II.6.1 - La détection cohérente	36
II.6.2 - La détection non cohérente	37
II.6.3 - Insertion des symboles pilotes.....	37
II.6.4 - Les techniques d'interpolations	40

II.7 - Les standards utilisant l'OFDM comme technique de modulation.....	41
II.7.1 - La normalisation ETSI HiperLAN II	41
II.7.2 - IEEE 802.11 a	42
II.7.3 - IEEE 802.11 g	42
II.8 - Avantages et inconvénients de l'OFDM.....	42
II.8.1 - Avantages	42
II.8.2 - Inconvénients	43
II.9 - Conclusion	43
Chapitre III Implémentation de technique OFDM en temps réel.....	45
III.1 - Introduction.....	45
III.2 - Modulation OFDM	48
III.2.1 - Configuration des différents blocs de simulation.....	48
III.2.2 - Canal Gaussien.....	51
III.2.3 - Démodulation.....	52
III.3 - Le logiciel Code Composer	55
III.3.1 - DSK C6713	56
III.3.2 - Différents types de fichiers manipulés par le Code Composer.....	56
III.3.3 - Etape de création d'un projet	57
III.4 - Configuration des blocs DSP sur Simulink.....	57
III.5 - Résultat	60
III.6 - Conclusion	63
Conclusion générale.....	65

Liste de figure

Figure I-1 Les élément fonctionnels d'un system de transmission numérique	3
Figure I-2 - Forme générale du modulateur	8
Figure I-3 - Modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK).....	10
Figure I-4 - Constellation de la modulation d'amplitudeASK-2.....	11
Figure I-5 - Constellation de la modulation de phase PSK-2	14
Figure I-6 - Chronogramme de la modulation de phase PSK-2.....	14
Figure I-7 - Constellation de la modulation de phase PSK-4	15
Figure I-8 - Modulation de phase PSK-4.....	15
Figure I-9 - Modulation de phase PSK-8.....	16
Figure I-10 - Constellation de la modulation de phase PSK-8.	16
Figure I-11 - Constellations QAM-16 et QAM-64.....	18
Figure I-12 - Modulation FSK binaire	20
Figure II-1 - Concept de Multi-porteuses	25
Figure II-2 - Schéma bloc procédé de modulation OFDM	26
Figure II-3 - Train de symbole OFDM	27
Figure II-4 - Le signal OFDM avec différentes extensions cycliques	28
Figure II-5 - Schéma de principe du démodulateur OFDM.....	30
Figure II-6 - Spectre du signal OFDM pour 9 sous-porteuses.....	30
Figure II-7 - Schéma Général de la modulation OFDM.....	31
Figure II-8 - Les multi-trajets.....	33
Figure II-9 - Translation fréquentiel par l'Effet Doppler	34
Figure II-10 - Observation de la distorsion due au canal	36
Figure II-11- Arrangement des pilotes	38
Figure II-12 - Système OFDM en bande de base.....	39
Figure III-1 schéma bloc de implémentation de OFDM en temp réel en utilisent DSK C6713 en simulink.....	46
Figure III-2 chaine de transmission OFDM en Simulink	47
Figure III-3 - Paramètres du bloc Random Integer Generator	48
Figure III-4 - Paramètres du bloc QPSK Modulator.....	49
Figure III-5 : insert les pilotes.....	50
Figure III-6 - Paramètres du bloc IFFT.....	50
Figure III-7 - Paramètres du bloc Add Cyclic Prefix.....	51
Figure III-8 - Paramètres du bloc AWGN	52

Figure III-9 - Paramètres du bloc Remove Cyclic Prefix	53
Figure III-10 - Paramètres du bloc Frame conversion	54
Figure III-11 - Paramètres du bloc zero-padding.....	54
Figure III-12 - Paramètres du bloc Remove Pilots	55
Figure III-13 Configuration bloc c6713DSK.....	58
Figure III-14 Configuration bloc TO RTDX	59
Figure III-15 Configuration bloc From RTDX.....	59
Figure III-16 Constellation de l'entrée	60
Figure III-17 Constellation de la sortie SNR=20db.....	60
Figure III-18 Constellation de la sortie SNR=10db.....	61
Figure III-19 Représentation spectrale du signal OFDM à l'entrée du canal	61
Figure III-20 Représentation spectrale du signal OFDM à la sortie du canal avec SNR=10db .	62
Figure III-21 Représentation spectrale du signal OFDM à la sortie du canal avec SNR=20db .	62
Figure III-22 le taux d'erreur binaire SNR=20	63
Figure III-23 le taux d'erreur binaire SNR = 10	63

Liste des tableaux

Tableau II-1 - Paramètres du Procédé OFDM-HiperLAN II.....	42
------------------------------------------------------------	----

Listes des Acronymes et Symboles

OFDM	: Orthogonal frequency division multiplexing
CP	: Cyclic Prefix
BPSK	: Binary phase shift keying
COFDM	: Coded orthogonal frequency division multiplexing
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
FFT	: Fast Fourier Transform
PSK	: Phase shift keying
QPSK	: Quadrature phase shift keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
WLAN	: Wireless Local Area Network
RTDX	: real time data exchange
DSP	: Digital signal processors
DVB	: Digital Video Broadcasting
ASK	: Amplitude Shift Keying
OOK	: On Off Keying
FSK	: frequency-shift keying
ISI	: inter symbole interférence
ICI	: Inter Carrier Interférence
IEEE	: Institute of Electrical and Electronic Engineers



Introduction Générale

Introduction générale

Les systèmes de communication sans fil OFDM large bande ont gagné en popularité en raison de l'efficacité spectrale et la capacité de l'OFDM pour transmettre des taux élevés de données sur les chaînes radio à large bande avec atténuation sélective en fréquence.

En raison de ses avantages, la technologie OFDM a été adoptée par une variété de normes qui comprennent l'Institut des Télécommunications Européennes de Normalisation (ETSI) pour la télévision terrestre, la norme IEEE 802.11a/g pour le fonctionnement des réseaux locaux sans fil LAN à des débits allant jusqu'à 54Mb/s et la norme IEEE 802.16 a/j pour le Réseaux Métropolitains Sans Fil WMAN à des débits allant jusqu'à 70 Mb/s. Avec l'augmentation rapide de la densité des transistors, il est devenu possible de garder la fonctionnalité entièrement dans un processeur de signal numérique programmable (DSP), permettant ainsi des modifications et des améliorations beaucoup plus rapides [1]. Cependant, les technologies DSP récentes n'ont pas encore satisfait les exigences des normes de communication à haut débit.

En particulier, le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) nécessaire pour réaliser la transmission de données à grande vitesse dans des bandes étroites, a besoin d'effectuer plusieurs centaines ou milliers de points de transformée de Fourier rapide (FFT) dans quelques dizaines de microsecondes. Les puces DSP commerciaux n'ont pas encore atteint ces exigences [2,3]. Le calcul de la FFT / IFFT à grande vitesse peut être l'un des principaux sujets de recherche pour les prochaines générations de communications filaires ou sans fils. Initialement le kit de démarrage TMS320C5402 DSP (DSK5402) a été utilisé dans [4,5] comme une combinaison des langages de programmation C et Assembleur. Le langage de programmation principal est l'Assembleur. Puisque la programmation en Assembleur pourrait devenir très fastidieuse, alors des segments de code en Assembleur peuvent être utilisés seulement pour compléter ou modifier à mesure quand on progresse dans l'implémentation. Une approche totalement différente pour la création de projets de DSP a été présentée par Gan et al. [6,7].

Au lieu de se concentrer sur la programmation en C (ou en Assembleur), on travaille avec Matlab et Simulink. Les puissantes boîtes à outils (toolboxes) Real-time (workshop et Embedded Target TI) C6000 DSP [8] ont été utilisées pour traduire un système DSP au matériel temps réel. Cependant, dans les références ci-dessus, l'idée est illustrée de manière brève et aucune tentative est faite pour créer un laboratoire qui est entièrement basé sur la connexion matérielle Simulink-DSP. Ici, nous décrivons une technique basée sur Simulink et Texas Instruments DSK C6713. Dans cette technique, nous utilisons Simulink en conjonction avec le matériel de DSP et d'autres afin de l'étendre et l'améliorer. Tout d'abord, l'utilisation de Simulink permet la création d'algorithmes sophistiqués dans une conception intuitive

haut-niveau. Au même temps, cette approche donne la possibilité de mener des expériences sur des signaux réels et sur le matériel. Nous avons essayé de concentrer les efforts sur les problèmes de DSP eux-mêmes plutôt que sur la programmation effective.

Le mémoire est organisé comme suivant :

Le chapitre 1 traite l'architecture de système de transmission numérique et détaille les méthodes de modulation numérique les plus utilisées.

Le chapitre 2 traite la définition générale de la technique OFDM

On présente les résultats de simulation et test la carte DSK C6713 en chapitre 3

On termine par une conclusion générale



Chapitre I

Concepts de base en systèmes
de télécommunications
numérique

Chapitre I Concepts de base en systèmes de télécommunications numérique

I.1 - Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire les concepts de base des systèmes de communication numérique. Nous abordons les techniques de transmission numérique en présentant la chaîne de transmission numériques, les notions de base en communication numérique et quelques types de modulation numérique. En fin, nous faisons une étude comparative entre les différents types de modulation

I.2 - Eléments d'un système de transmission numérique :

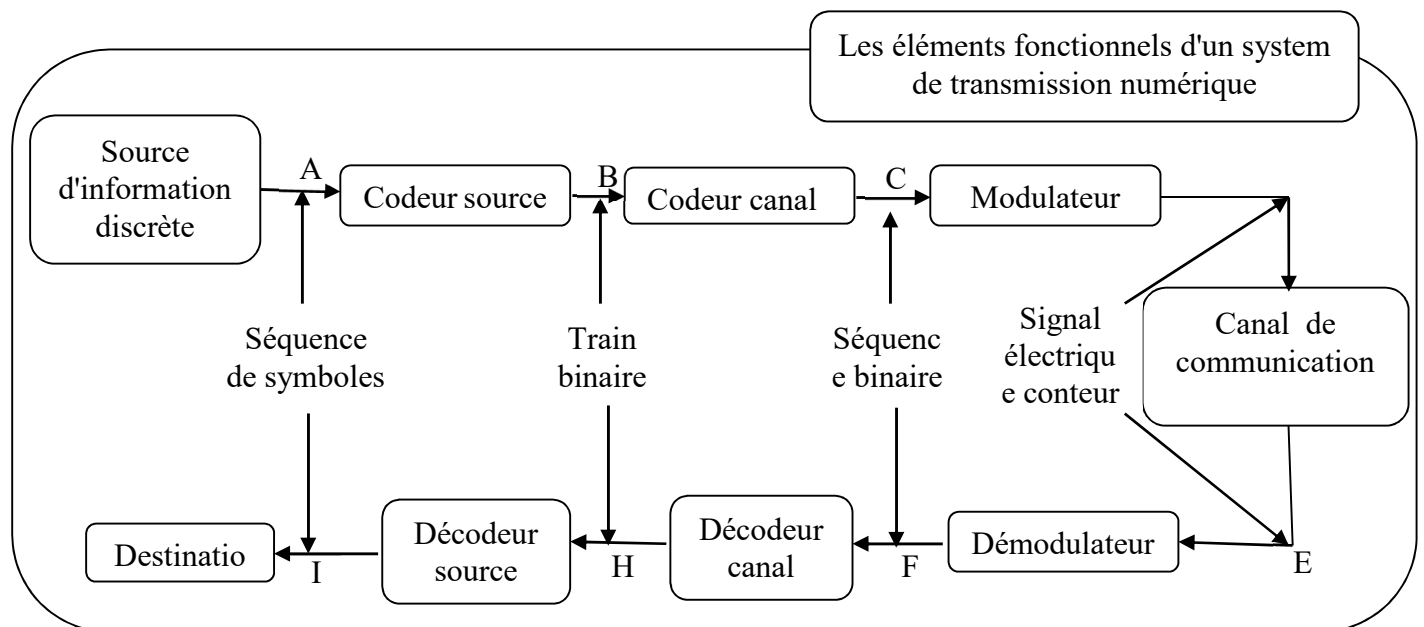


Figure I-1 Les éléments fonctionnels d'un système de transmission numérique

La fonction principale du système de communication est la transmission des messages (ou séquences de symboles) délivrés par une source vers un destinataire qui se trouve dans un autre point avec un débit aussi élevé et précis que possible.

La présence de bruit corrompt l'information transmise et limite le débit auquel l'information doit être transmise.

La fonction principale des modules de la chaîne de transmission (codeur, du modulateur, du démodulateur, et du décodeur), est de lutter contre les effets de dégradation du canal sur le signal et d'améliorer le rapport signal à bruit [35].

I.2.1 - Source d'information

Les sources d'information peuvent être classées en deux catégories selon le type des signaux :

- Sources d'information analogiques (un microphone activé par la voix, caméra TV balayant une scène) ;
- Sources d'information discrètes (clavier sortie numérique d'un ordinateur qui consiste d'une séquence de symboles discrète ou lettres)

Une source d'information analogique peut être convertie en une source d'information discrète avec le processus d'échantillonnage.

La source discrète est caractérisée par :

- Les paramètres alphabet (symboles ou lettres) ;
- Le débit de symboles ;
- Les probabilités de l'alphabet ;
- La dépendance probabiliste de symboles dans une séquence.

A partir de ces paramètres, on peut construire un modèle probabilistique de la source d'information.

I.2.2 - Codeur / décodeur de source :

L'entrée du codeur de source est une suite de symboles qui se produisent à un débit de V_s (symboles/sec).

Le but du codeur de source est de représenter la sortie de la source en une séquence binaire 0 et 1, et cela de façon la plus économique possible.

La méthode la plus simple avec laquelle un codeur source peut effectuer cette opération est d'associer un code binaire de longueur fixe à chaque symbole de séquence entrée [35]

I.2.3 - Codeur/ Décodeur canal

Un code correcteur est une technique de codage basée sur la redondance. Elle est destinée à corriger les erreurs de transmission d'une information (plus souvent appelée message) sur une voie de communication peu fiable.

Voici différents types de codes correcteurs :

- Code de Hamming
- Code de Golay
- Code de Reed-Müller
- Code de Goppa
- Code de Xing
- Code de Reed-Solomon

I.2.4 - Modulateur

Le modulateur reçoit la séquence binaire (bits) venant du codeur source. Par la suite, il convertit cette séquence en un signal électrique adapté (modulation) à la transmission sur le canal de communication [37].

Il permet de :

- Minimiser les effets du bruit du canal
- Adapter le spectre du signal transmis avec les caractéristiques du canal (bande passante)
- Donner la possibilité de multiplexer plusieurs signaux
- Déposer les limitations de certains équipements.

Paramètres du modulateur :

- Types de signaux utilisés
- Type de modulation
- Durée des signaux
- Niveaux de puissance
- Bande spectrale utilisée.

I.2.5 - Démodulateur :

Il convertit les signaux reçus en séquence binaire. Les paramètres de modulation doivent être connus afin de réussir la démodulation des signaux [37].

Paramètre important :

- Méthode de démodulation ;
- Caractéristiques du modulateur et du démodulateur ;
- Caractéristiques du canal ;
- Caractéristique du bruit.

I.2.6 - Canal de communication

Le canal de transmission peut être une ligne téléphonique, une liaison radio, un support magnétique ou optique.

A cause des limitations physiques, les canaux de communication ont une bande spectrale finie (B Hz). Les signaux d'information subissent des distorsions d'amplitude et de phase ainsi que l'affaiblissement de la puissance lorsqu'il traverse le canal. De plus, les signaux sont corrompus par des bruits additifs. Lors de la conception d'un système de communication, on doit supprimer les effets du bruit et améliorer le rapport signal à bruit.

Une des méthodes de minimisation des effets du bruit consiste à augmenter la puissance du signal. Malheureusement, cette solution présente des limites à cause des effets non linéaires des composants électroniques en plus elle n'est pas économique [36].

Pour caractériser un canal de transmission, on doit prendre en considération :

- La bande spectrale utile (B)
- La réponse en amplitude et en phase
- Les propriétés statistiques du bruit.

Nous allons détailler les méthodes de modulation numérique les plus utilisées

I.3 - Modulation numérique

On considère un message à transmettre qui est issu d'une source binaire.

Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$c(t) = \sum_k \gamma_k(t) \quad (I.1)$$

$$\gamma_k(t) = c_k * g(t - kT_s) \text{ Avec } c_k = a_k + jb_k$$

$$\alpha_k(t) = a_k * g(t - kT_s)$$

$$\beta_k(t) = b_k * g(t - kT_s)$$

La fonction $g(t)$ est le formant de code utilisé (souvent c'est une porte), qui est prise en considération dans l'intervalle $[0, T]$ [puisque t doit vérifier la relation : $kT \leq t < (k + 1)T$].

Dans les modulations ASK, PSK et QAM, la modulation transforme ce signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k \gamma_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \quad (\text{I.2})$$

La fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase ω_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum_k \alpha_k(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k \beta_k(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{I.3})$$

Ou encore :

$$m(t) = \alpha(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \beta(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{I.4})$$

En posant

$$a(t) = \sum_k \alpha_k(t) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k \beta_k(t) \quad (\text{I.5})$$

Le signal $a(t) = \sum \alpha_k(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et le signal $b(t) = \sum \beta_k(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$

Dans la plupart des cas les signaux élémentaires $\alpha_k(t)$ et $\beta_k(t)$ sont identiques à un coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion $g(t)$.

$$\alpha_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{Et} \quad \beta_k(t) = b_k \cdot g(t - kT) \quad (\text{I.6})$$

Les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ sont aussi appelés "trains modulants" et s'écrivent

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \text{ Et } b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT) \quad (I.7)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) et dans l'alphabet (B_1, B_2, \dots, B_M), les différents types de modulations sont définis par ces alphabets et par la fonction $g(t)$

Le schéma théorique du modulateur [37]:

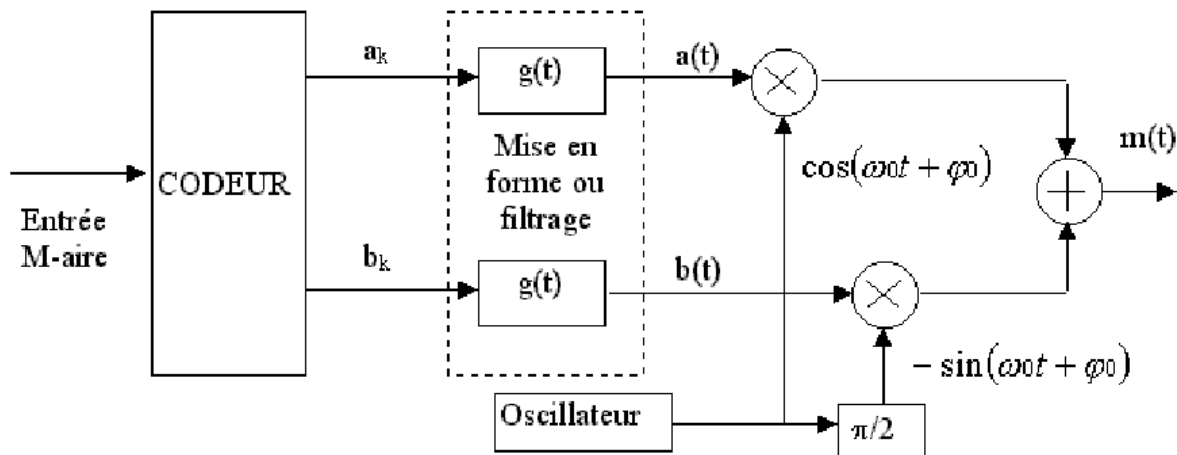


Figure I-2 - Forme générale du modulateur

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire de la forme

$$m_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k \cdot g(t - kT) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (I.8)$$

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase et composante en quadrature. La récupération de $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sera possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée.

I.3.1 - Notions de base et principales définitions de transmission numérique

- La rapidité de modulation : se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états [9].

La rapidité de modulation $R = \frac{1}{T}$ s'exprime en "bauds"

- Le débit binaire D se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il

sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits.

Le débit binaire $D = \frac{1}{T_{bit}}$ s'exprime en "bits par seconde"

- La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit :

$$T.E.B = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (I.9)$$

- L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{D}{B}$ et s'exprime en "bit/seconde/Hz". La valeur D est le "débit binaire" et B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé.

I.3.2 - Classification des modulations numériques

Si les $\gamma_k(t) = \alpha_k(t) + j\beta_k(t)$ sont réels ($\beta_k(t) = 0$) la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle [10].

2^{ème} classification : on a

- Des modulations binaires : Pour les modulations binaires, un symbole comprend un seul bit, donc $M=2$ et le symbole est dit binaire. Et on a $T_s = T_b = T$ et $R = D_b$
- Des modulations M-aires : Pour modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. En groupant, sous forme d'un bloc, n symboles binaire indépendants, on obtient un alphabet de symboles M-aires. Ainsi un symbole M-aire véhicule l'équivalent de $n = \log_2 M$ bits. On a alors $T_s = nT_b$ et $R = \frac{1}{T_s} =$

$$\frac{1}{nT_b} = \frac{D_b}{n}$$

I.3.3 - Les différents types de modulations numériques

I.3.3.1 - Modulation par déplacement d'amplitude (ASK)

Modulation ASK pour "Amplitude Shift Keying", dans ce cas, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ Il n'y a pas de porteuse en quadrature, c'est une modulation unidimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors [11] :

$$m(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - KT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{I.10})$$

La forme de l'onde $g(t)$ est rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à 1 si t appartient à l'intervalle $[0, T]$ [et égale à 0 ailleurs.

Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M). Cet alphabet met en évidence les $M = 2^n$ amplitudes possibles du signal, la valeur n désigne les groupements de n bits ou symboles à émettre. Les changements d'amplitude de la porteuse se produiront au rythme R de la transmission des symboles.

I.3.3.1.1 - Modulation par tout ou rien (OOK) :

Encore appelée par son abréviation anglaise : OOK pour "On Off Keying".

Dans ce cas, un seul bit est transmis par période T , et par conséquent $n=1$ et $M=2$. Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet $(0, a_0)$. On observe donc des extinctions de porteuse quand $a_k = 0$

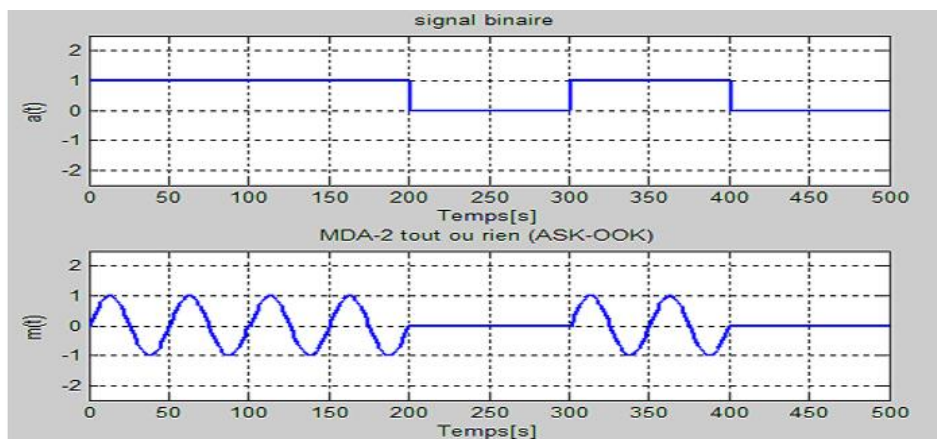


Figure I-3 - Modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK).

I.3.3.1.2 - Modulation à M-ASK :

Dans ce cas on utilise la modulation symétrique.

On a toujours $M = 2^n$ amplitudes possibles du signal, mais ici les valeurs de l'alphabet sont telles que : $A_i = (M - 2i + 1) \cdot a_0$ avec $i = 1, 2, \dots, M$

➤ La constellation de la modulation ASK-2 :

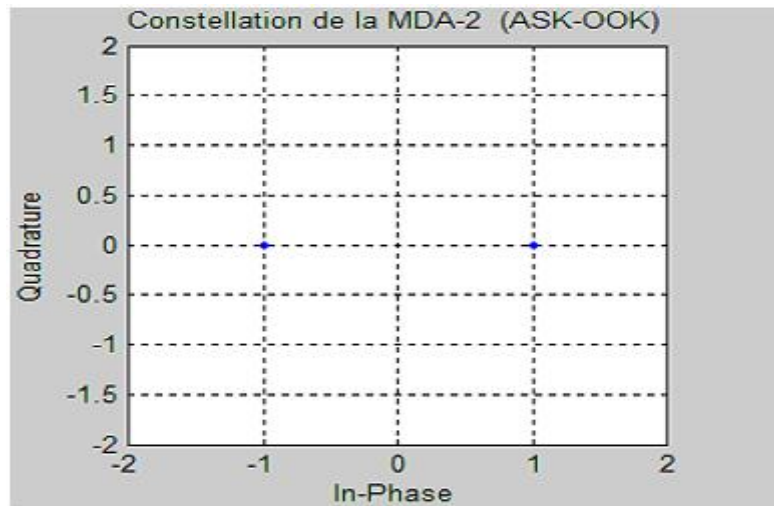


Figure I-4 - Constellation de la modulation d'amplitudeASK-2.

Remarque :

La tentation d'augmenter M (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole) est grande mais présente les avantages et les inconvénients suivants :

- L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$ augmente, (pour une largeur de la bande B donnée).
- Malheureusement, la probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente aussi, donc il sera nécessaire d'augmenter l'énergie émise par bit E_b .

Finalement, ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé pour $M > 2$ car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment pour sa résistance au bruit.

I.3.3.2 - Modulation par déplacement de phase (PSK) :

Reprenons l'expression générale d'une modulation numérique :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \text{ Avec } \gamma_k(t) = \alpha_k(t) + j\beta_k(t)$$

Les signaux élémentaires $\alpha_k(t)$ et $\beta_k(t)$ utilisent la même forme d'onde $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à A si t appartient à l'intervalle $[0, T[$ et égale à 0 ailleurs.

On a toujours : $\alpha_k(t) = \alpha_k \cdot g(t - kT)$ et $\beta_k(t) = \beta_k \cdot g(t - kT)$

Soit $\gamma_k(t) = (\alpha_k + j\beta_k) \cdot g(t - kT) = c_k \cdot g(t - kT)$

Dans ce cas, les symboles c_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent

$$c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi_k} \quad \text{D'où : } a_k = \cos(\varphi_k), b_k = \sin(\varphi_k) \quad \text{et } \alpha_k(t) = \cos(\varphi_k).g(t - kT), \beta_k(t) = \sin(\varphi_k).g(t - kT)$$

On pourrait imaginer plusieurs PSK-M pour la même valeur de M où les symboles seraient disposés de façon quelconque sur le cercle.

Pour améliorer les performances par rapport au bruit, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle.

L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \quad \text{Lorsque } M > 2$$

Et $\varphi_k = 0$ ou π lorsque $M=2$.

Les symboles c_k prennent leurs valeurs dans un alphabet de $M > 2$ éléments $\{e^{j\varphi_k}\}$ où φ_k est défini ci-dessus avec $k = 0, 1, \dots, M-1$. On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\{\cos(\varphi_k)\}$ et $\{\sin(\varphi_k)\}$.

Le signal modulé devient :

$$\begin{aligned} m(t) &= \operatorname{Re} \left[\sum_k e^{j\varphi_k}.g(t - kT).e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \\ &= \operatorname{Re} \left[\sum_k g(t - kT).e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right] \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

Soit, plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps

$[kT, (k+1)T]$:

$$\begin{aligned} m(t) &= [A e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}] \\ m(t) &= A. \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \\ &= A. \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A. \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k) \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole. Remarquons aussi que la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude

par le signal $A \cdot \cos(\varphi_k)$ et que la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \sin(\varphi_k)$

L'expression de la PSK montre qu'il s'agit d'une modulation à enveloppe constante ; l'enveloppe étant le module de l'enveloppe complexe. Cette propriété est intéressante pour des transmissions sur des canaux non linéaires, ce qui fait de la PSK un outil de choix par exemple pour les transmissions par satellites. L'intérêt d'avoir un signal modulé à enveloppe constante est que cela permet d'employer les amplificateurs dans leur zone de meilleur rendement qui correspond souvent à un mode de fonctionnement non linéaire. Ainsi, la disposition des symboles sur un cercle se traduit non seulement par enveloppe constante, mais aussi, par une énergie identique mise en œuvre pour transmettre chaque symbole, ces deux aspects étant bien fortement liés.

On appelle « PSK-M » une modulation par déplacement de phase (PSK) correspondant à des symboles M-aires [12].

I.3.3.2.1 - La modulation PSK-2 :

C'est une modulation binaire (un seul bit est transmis par période T) :

$$n = 1, M = 2 \text{ et } \varphi_k = 0 \text{ ou } \pi$$

Le symbole $c_k = e^{j\varphi_k}$ prend donc sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$.

Ici, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. C'est une modulation unidimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors pour t appartenant à l'intervalle $[0, T[$:

$$m(t) = \pm A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{I.13})$$

➤ La constellation de PSK-2 :

On remarquera que cette modulation est strictement identique à la modulation ASK-2 symétrique.

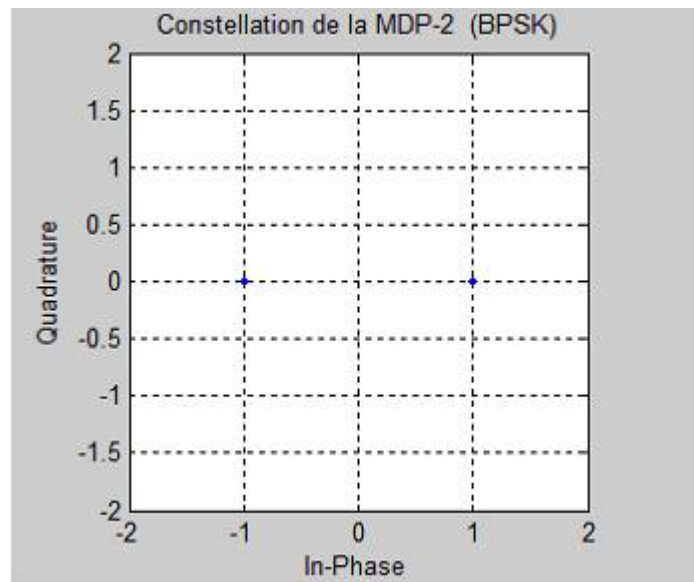


Figure I-5 - Constellation de la modulation de phase PSK-2

➤ Chronogramme de La PSK-2 :

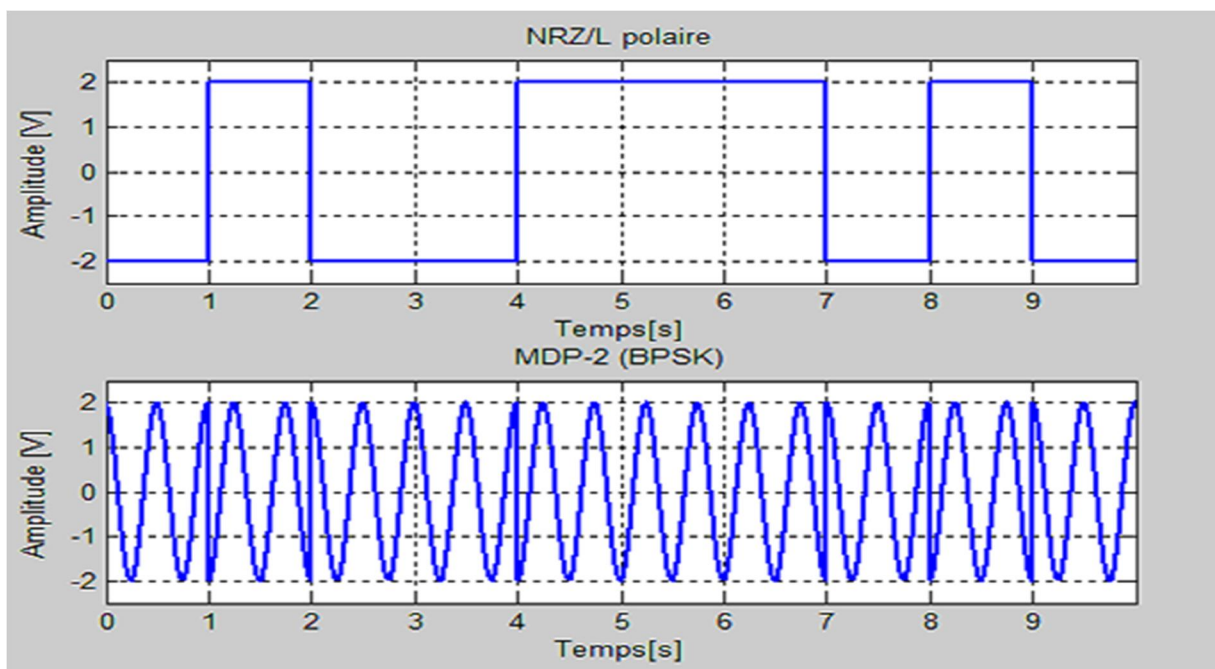


Figure I-6 - Chronogramme de la modulation de phase PSK-2

I.3.3.2.2 - La modulation PSK-4 :

C'est une modulation d'amplitude à deux niveaux sur chacune des porteuses en quadrature.

Dans ce cas : $n = 2$, $M = 4$ et $\varphi_k = \frac{\pi}{4} + k \frac{\pi}{2}$

Les bits du train binaire entrant sont groupés par deux pour former des symboles correspondant aux c_k qui prennent alors leurs valeurs dans un alphabet de 4 éléments suivant :

$\{e^{j\varphi_k}\}$ Ou $\varphi_k = \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$. On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\{\cos \varphi_k\}$ et $\{\sin \varphi_k\}$

➤ La constellation PSK-4 :

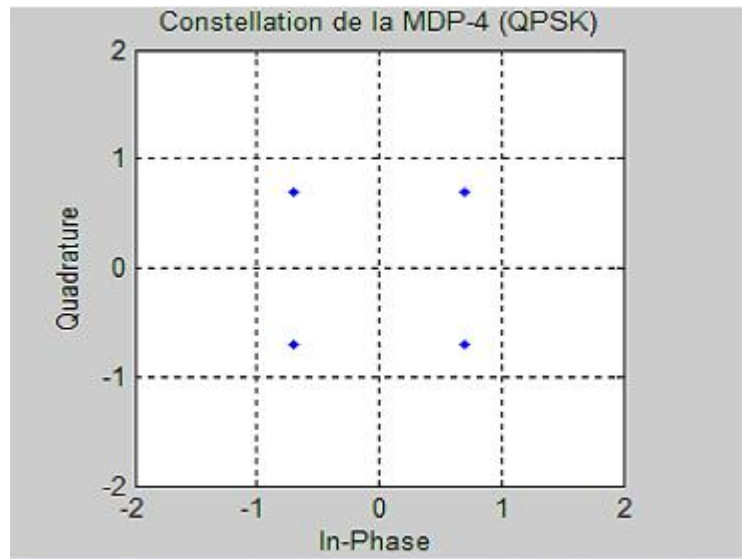


Figure I-7 - Constellation de la modulation de phase PSK-4

➤ Chronogramme de PSK-4 :

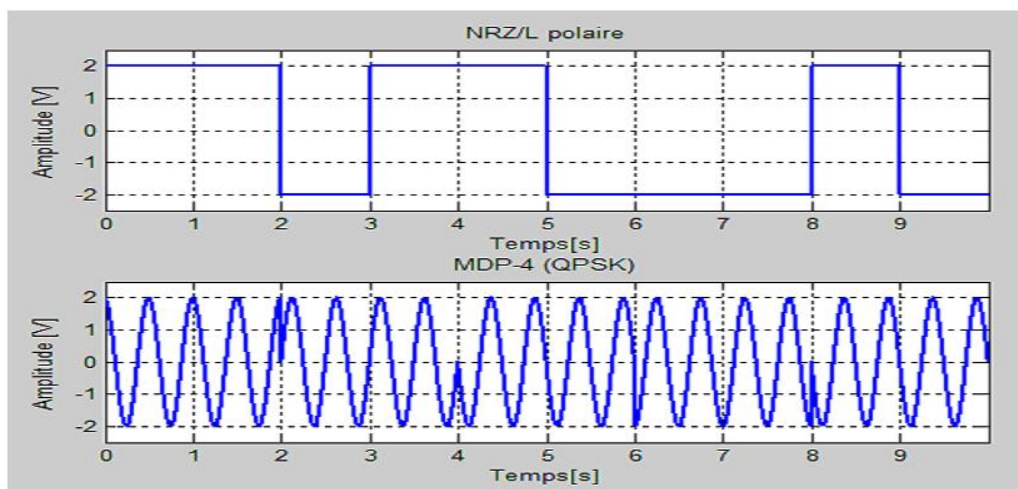


Figure I-8 - Modulation de phase PSK-4.

I.3.3.2.3 - Généralisation aux PSK-M :

Modulation et démodulation :

Le schéma du modulateur PSK-4 ne se généralise pas aux modulateurs PSK-M pour $M > 4$.

Les bits du train entrant sont groupés par $n = \log_2 M$ bits pour former des symboles C_k qui sont répartis sur un cercle et vérifient :

$$c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi_k}$$

$$\text{Avec } a_k = \cos(\varphi_k) \text{ et } b_k = \sin(\varphi_k) \text{ et } \varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \quad (\text{I.14})$$

Exemple : La modulation PSK-8

➤ Chronogramme de PSK-8 :

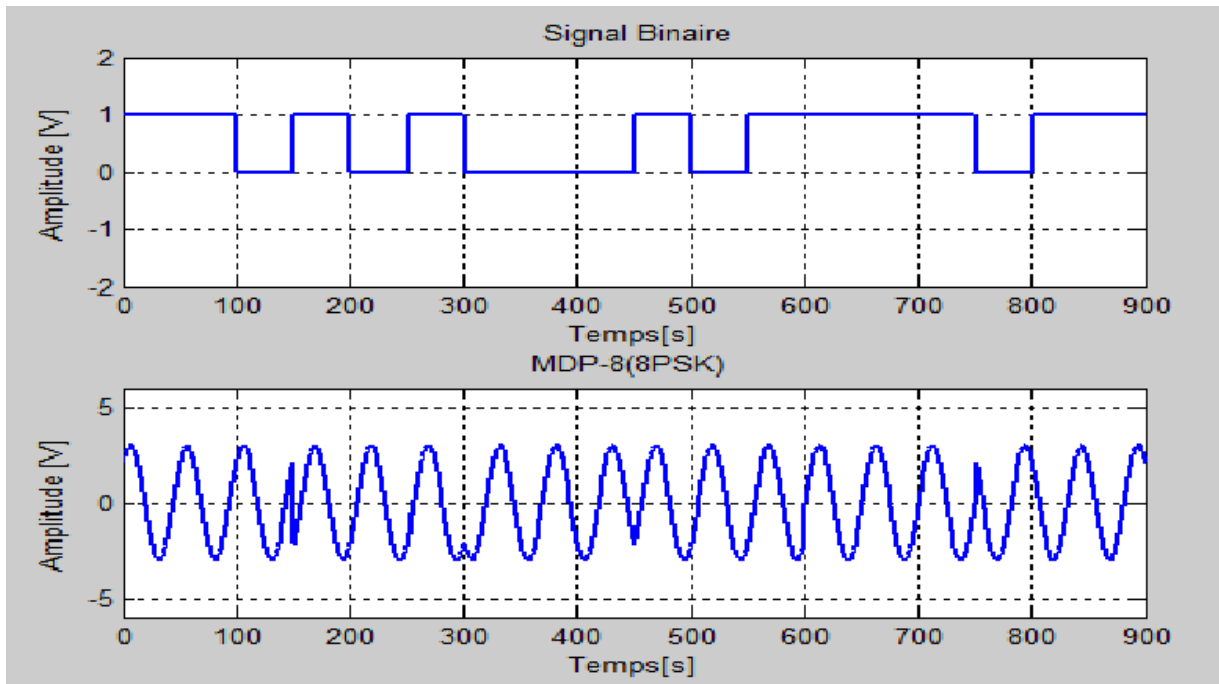


Figure I-9 - Modulation de phase PSK-8.

➤ La constellation PSK-8 :

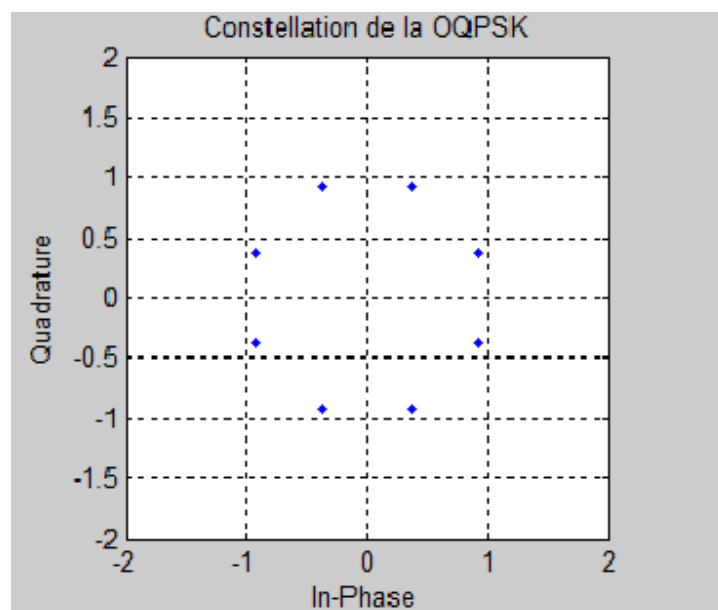


Figure I-10 - Constellation de la modulation de phase PSK-8.

I.3.3.2.4 - Conclusion sur la PSK :

Il y a toujours des tentations à augmenter M (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole) mais cela présente les avantages et les inconvénients suivants :

L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$ augmente, (pour une largeur de la bande B donnée), mais la probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente aussi, et, pour ne pas la dégrader il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit.

La complexité de l'ensemble émission/réception de la PSK augmente avec M . Cependant cette complexité n'est pas très élevée et fait de la PSK une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances.

Parmi les inconvénients de la PSK, citons l'existence de sauts de phase importants de $\pm\pi$ radians qui font apparaître des discontinuités d'amplitude [13].

I.3.3.2.5 - Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM)

Les modulations ASK et PSK ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans ASK les points de la constellation sont sur une droite, et dans PSK les points sont sur un cercle. Comme, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus logique est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

La modulation QAM pour : "Quadrature Amplitude modulation" est une modulation bidimensionnelle, c'est une généralisation d'ASK et PSK :

En ne considérant le signal $m(t)$ que pendant une période T , on a :

$$\begin{aligned} m(t) &= a_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ &\quad - b_k \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi) = \operatorname{Re}[(a_k + jb_k) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}] \end{aligned} \quad (\text{I.15})$$

Avec $c_k = a_k + jb_k = A_k \cdot e^{j\varphi_k}$ en posant $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ et $\varphi_k = \operatorname{arctg} \left(\frac{b_k}{a_k} \right)$

Le signal $m(t)$ s'écrit alors :

$$m(t) = A_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \quad (\text{I.16})$$

Cette écriture montre que la modulation QAM peut être considérée comme une modulation simultanée de la phase et de l'amplitude.

➤ Les constellations QAM-M

Les symboles a_k et b_k , prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M).

Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M = 2^n$, alors les a_k représentent un mot de n bits et les b_k , représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$ peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $m(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants.

De plus, les symboles a_k et b_k prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments.

Par exemple, la QAM-16 est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$ où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée figure (I-11).

Plus généralement lorsque les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet

$\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm(M-1)d\}$ avec $M = 2^n$, on obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré.

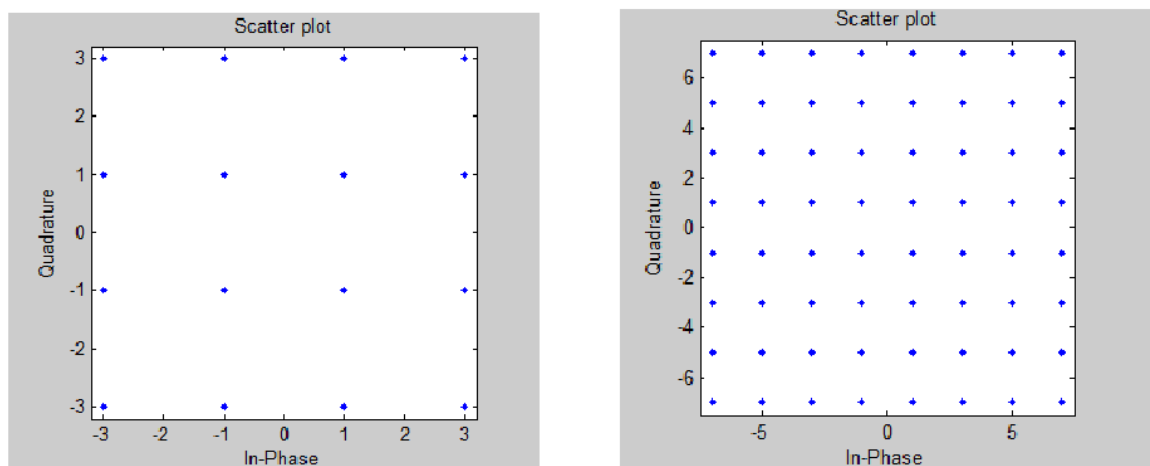


Figure I-11 - Constellations QAM-16 et QAM-64.

I.3.3.3 - Modulation par déplacement de fréquence (FSK) :

La modulation par déplacement de fréquence (MDF), plus connue sous sa dénomination anglophone de frequency-shift keying (FSK) est un mode de modulation dans lequel le signal modulé varie entre des fréquences prédéterminées [14].

Le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = \text{Re}[e^{j\phi(t)} \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)}] \quad (\text{I.17})$$

Une propriété de la modulation par déplacement de fréquence est d'avoir une enveloppe constante : $|e^{j\phi(t)}| = \text{Cte}$.

L'expression du signal modulé par déplacement de fréquence s'écrit aussi plus simplement, et en prenant $\phi_0 = 0$, par :

$$m(t) = \cos(\omega_0 t + \phi(t)) = \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) \quad (\text{I.18})$$

C'est la **dérivée** de la phase $\phi(t)$ qui est reliée de façon simple (linéaire) à la valeur des symboles, le tout constituant une relation non linéaire.

La fréquence instantanée $f(t)$ du signal $m(t)$ est obtenue par dérivation de la phase $2\pi f_0 t + \phi(t)$ par rapport au temps :

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.19})$$

Dans cette expression f_0 représente la fréquence centrale :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

$\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$ Représente la dérivation de fréquence par rapport à la fréquence f_0 .

Appelons Δf la différence de la fréquence instantanée correspondant à l'émission de deux symboles adjacents ; Et soit a_k un symbole appartenant à l'ensemble $\{\pm 1, \pm 3, \dots \pm (M - 1)\}$.

La déviation de fréquence s'écrit alors, suivant la valeur à transmettre :

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{\Delta f}{2} \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \quad (\text{I.20})$$

Où $g(t)$ est l'impulsion rectangulaire de durée T . Alors :

$$\frac{d\phi}{dt} = \pi \Delta f \sum_k a_k \cdot g(t - kT)$$

La phase étant l'intégrale de la fréquence, on obtient après intégration de l'expression précédente et pour t appartenant à l'intervalle $[kT, (k+1)T[$:

$$\phi(t) = \pi \cdot \Delta f \cdot a_k (t - kT) + \theta_k \quad (\text{I.21})$$

Où $\theta_k = \phi(kT)$ est une constante.

Cette expression montre que la phase varie linéairement sur l'intervalle $[kT, (k+1)T[$ et que cette variation est de : $\pi \Delta f \cdot T a_k$

En reportant l'expression de $\Phi(t)$ dans la relation : $f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$ on obtient :

La fréquence instantanée : $f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k$

L'expression du signal modulé

$$m(t) = \cos \left(2\pi \left(f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k \right) t \right) \quad (\text{I.22})$$

On peut aussi définir l'indice de modulation $\mu = \Delta f \cdot T$ qui conditionne la forme de la densité spectrale du signal modulé.

Dans le cas d'une MDF binaire, a_k prend sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$ en fonction de la donnée "0" ou "1" à transmettre.

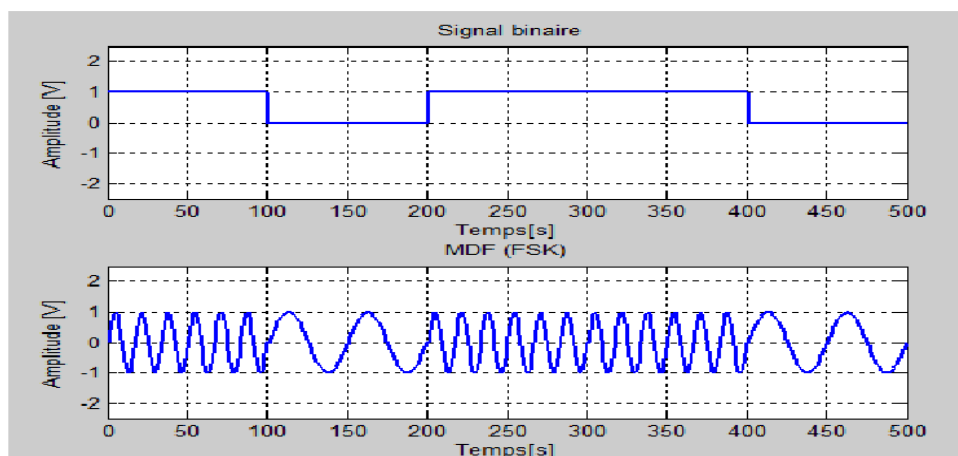


Figure I-12 - Modulation FSK binaire

Dans un intervalle de temps donné $[kT, (k + 1) T]$, la fréquence instantanée

$f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k$ devient :

$$f_1 = f_0 - \frac{\Delta f}{2} \text{ et } f_2 = f_0 + \frac{\Delta f}{2} \quad (\text{I.23})$$

La fréquence centrale s'écrit $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$ et l'excursion de fréquence est : $\Delta f = |f_2 - f_1|$ et le signal modulé est :

$$m(t) = \cos\left(2\pi \left(f_k \pm \frac{\Delta f}{2}\right) t\right) \quad (\text{I.24})$$

I.4 - Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'architecture essentiellement employée à l'émission et à la réception d'un système de transmission numérique, et on a développé le principe de chaque type de modulation numérique. et détailler la modulation PSK et QAM.

Dans le chapitre suivant, nous allons donner la définition générale de la technique OFDM.



Chapitre II

La technique de modulation
OFDM

Chapitre II La technique de modulation OFDM

II.1 - Introduction

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

II.2 - Historique

Le début des années 60 a vu la postulation du principe de transmission parallèle d'information à travers un seul canal par Chang. Dans ce même article, il a démontré plusieurs lemmes et théorèmes concernant les paramètres de la modulation (forme d'onde, espace entre les sous-porteuses, etc. ...) pour assurer l'orthogonalité. Dès lors, on commençait à parler de "Orthogonal Frequency Division Multiplexing" (OFDM) comme un type de modulation multi-porteuse avec des propriétés bien précises (l'orthogonalité). Quelques années plus tard, les performances théoriques d'un système de transmission utilisant une modulation OFDM, avec un intérêt particulier pour l'optimisation des instants d'échantillonnage en réception, ont été retrouvées par Gibb [18].

Juste après, Saltzberg a analysé la performance de ces systèmes, et a conclu que l'efficacité des systèmes de transmissions parallèles doit se concentrer sur la réduction des interférences inter-canaux mieux que de se concentrer sur le perfectionnement d'un seul canal, ce qui a été prouvée après quelques années avec l'apparition des techniques DSP (Digital Signal Processing) [21].

La majorité des contributions apportées à la technique OFDM, ont été réalisées quand, Weinstein et Ebert ont utilisé pour la première fois la transformé de Fourier discrète

(DFT) afin de performer la modulation et la démodulation en bande de base, qui a augmenté largement l'efficacité de la modulation et de la démodulation. Ainsi, l'utilisation d'intervalle de garde a résolu le problème d'interférence entre symboles [15].

Le premier brevet de modem OFDM a été déposé aux états unis en 1970. De nombreuses propositions de modems OFDM ont alors suivies. En 1979, on voyait apparaître un modem pour la bande HF comportant 48 sous-porteuses espacées de 45 Hz, utilisant une modulation 32-QAM (32-Quadrature Amplitude Modulation) et atteignant un débit de 9.6 Kbit/sec [18]. Un modem utilisant une modulation 16-QAM a été proposé en 1981 par Hiro.

II.3 - Le concept de transmission multi-porteuses

Soit à transmettre des symboles avec une durée de symbole noté T_s , une largeur de bande occupée B . Typiquement B est de l'ordre de T_s^{-1} . Pour un canal de transmission avec un délai de propagation τ_m , la récupération d'un symbole transmis sans interférence entre symboles ISI (InterSymbol interférence) est seulement possible si la condition $\tau_m \ll T_s$ est satisfaite.

Comme conséquence, le débit binaire possible $R_b = \log_2(M)T_s^{-1}$ pour une modulation mono-porteuse est limité par le délai de propagation du canal. L'idée la plus simple d'une transmission multi-porteuse, pour surmonter cette limitation, est de diviser le flux des données sur K flux avec un taux de données réduit et de transmettre ces flux de données sur des sous-porteuses adjacentes (figure II.1). Pour un $K = 8$, cela peut être vu comme une transmission parallèle dans le domaine fréquentiel qui n'affecte pas la totalité de la bande passante nécessaire. Chaque sous-porteuse a une bande passante B/K . On note aussi que le facteur K n'est pas choisi arbitrairement, car une longue durée de symbole peut aussi rendre la transmission sensible au temps d'incohérence du canal liée à la fréquence Doppler maximale D_{max} . Donc, la condition, $v_{max} T_s \ll 1$ doit être satisfaite [22].

Les deux conditions peuvent être valides simultanément, si le facteur de $k = v_{max}\tau_m$ satisfait la condition $k \ll 1$. Pour un facteur k donné assez petit, on doit admettre qu'il existe une durée symbole T_s et que les deux doivent satisfaire les exigences pour avoir les meilleures conditions pour le canal. On doit choisir après, cette durée symbole optimale correspondant au canal [22].

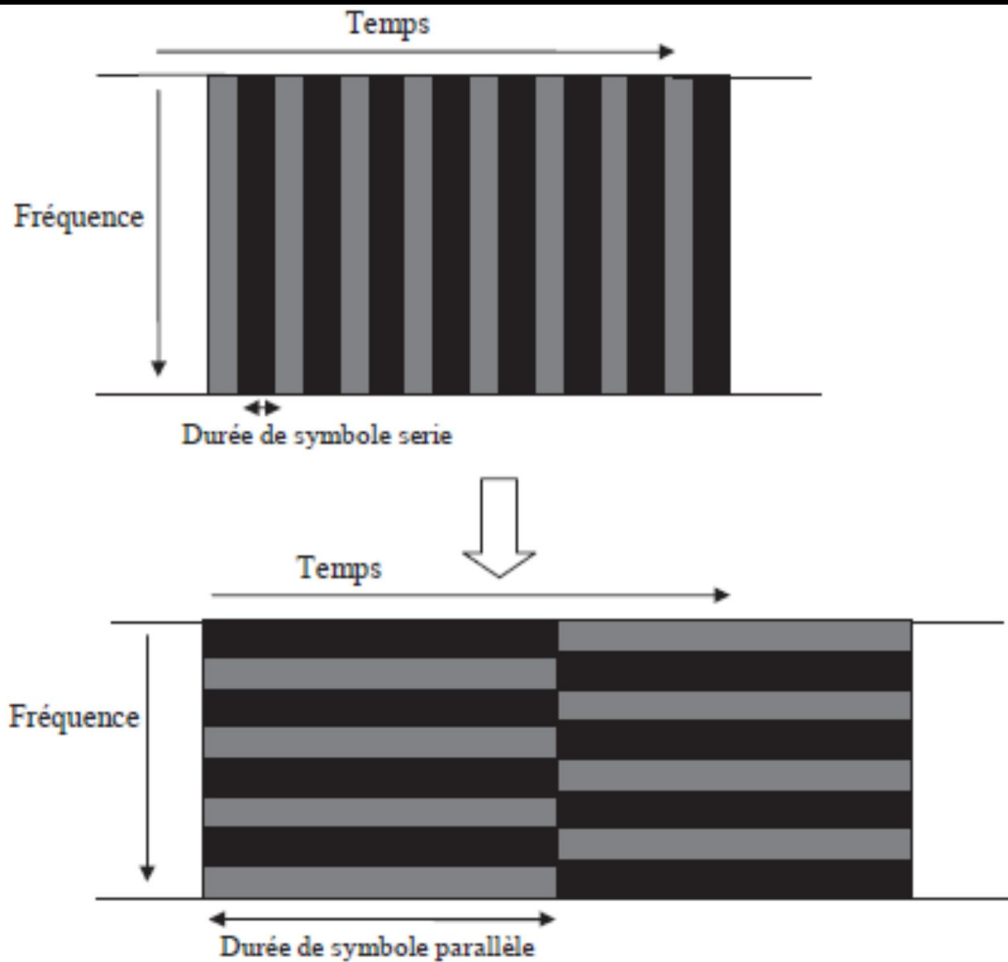


Figure II-1 - Concept de Multi-porteuses

II.4 - La modulation OFDM

C'est la mise en œuvre d'une modulation numérique (M-QAM), en utilisant une procédure particulière de "parallélisation" du flux d'information permettant d'augmenter la durée totale du symbole OFDM [25]. Le schéma ci-dessous figure (II-2) montre comment, on génère le symbole OFDM à partir d'un train binaire. Le flux binaire (b_0, b_1, \dots), dont le temps bit est égal à T_B , est regroupé par paquets de l bits : 1,2,4 ou 6 en fonction de la modulation numérique employée (exemple : 4-QAM,16-QAM ou 64-QAM). Ces paquets ($C_0, C_1 \dots C_{l-1}$) forment des symboles complexes ($C_k = a_k + jb_k$) de durée $T_C = l \times T_B$ [24] [25]. Ces symboles sont mis en parallèle afin de moduler simultanément les N sous-porteuses (f_k) qui sont additionnées pour générer un symbole OFDM de durée $T_S = l N \times T_B$

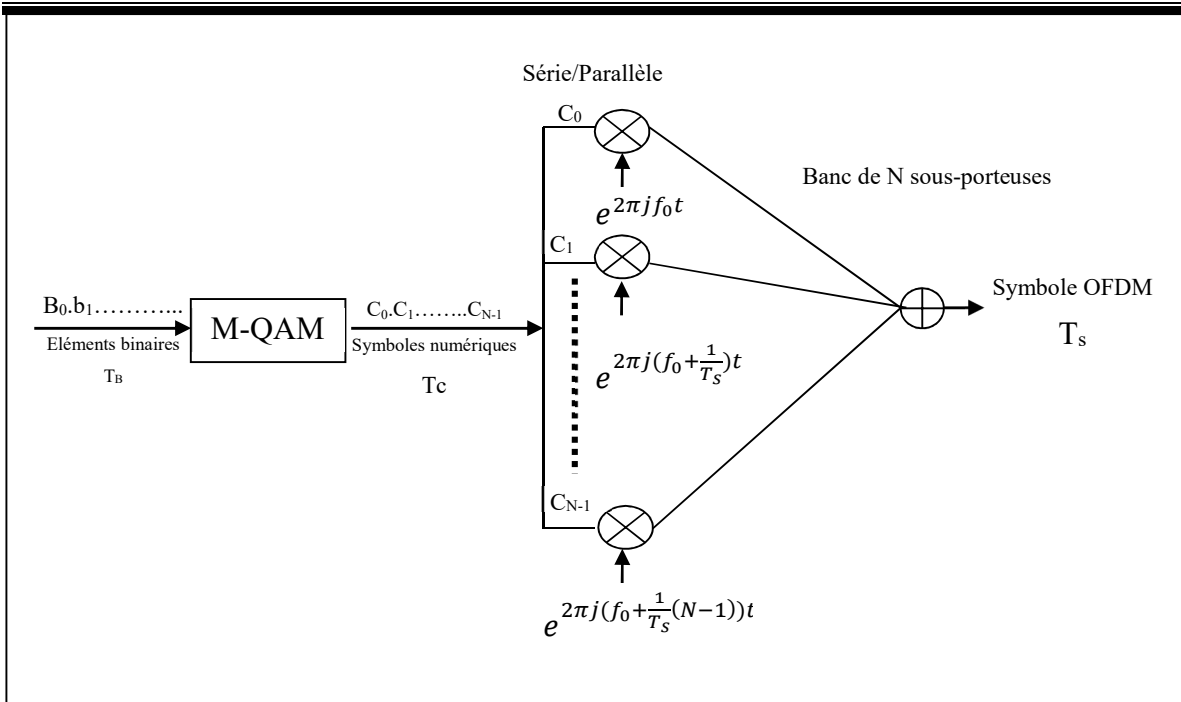


Figure II-2 - Schéma bloc procédé de modulation OFDM

A l'instant t, l'expression du signal OFDM est la suivante :

$$S_E(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{k,n} \cdot c(t - nT_s) e^{j2\pi f_k t} \tag{II.1}$$

Où $c(t - kT_s)$ représente le signal de mise en forme du symbole d'information OFDM,

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

L'espacement fréquentiel entre les N sous-porteuses est défini par $\Delta F = \frac{1}{T_s}$ où T_s représente la durée utile d'un symbole OFDM.

II.4.1 - L'intervalle de garde et l'extension cyclique

Le but d'insérer un intervalle de garde est d'assurer l'orthogonalité des porteuses. Si on ajoute l'intervalle de garde T_g , alors la durée réelle d'un symbole devient $T = T_s + T_g$

Dans ces conditions tous les symboles forment une base orthogonale sur l'axe des temps figure (II.3). L'insertion d'un intervalle de garde permet au système d'être robuste face à l'ISI (interférence inter symbole). L'intervalle de garde, est ajouté au début de chaque symbole.

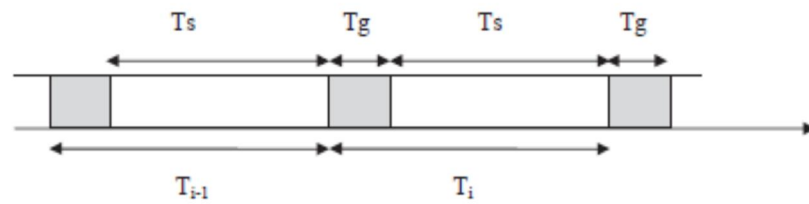


Figure II-3 - Train de symbole OFDM

La durée de ce temps de garde est fixée par la norme utilisée, mais en général il vaut $T_s/4$ qui représente un bon compromis entre la réduction de l'ISI (Interférence Inter Symbole) et la perte en débit [26]. Le terme compromis est utilisé car le débit du système diminue lorsque l'intervalle de garde est ajouté. Par exemple, considérons un débit du système égale à qN/T_s où q représente le nombre de bits transportés par un symbole numérique C_k et $N/T_s = B$ est la bande utilisée. Si l'intervalle de garde T_g est ajouté, la durée réelle du symbole OFDM augmente et par conséquent le débit diminue et devient :

$$D = \frac{qN}{(T_s + T_g)} \quad (\text{II.2})$$

Cela signifie que le système n'émet rien pendant le temps de garde. Pour une bonne réception, il faut que cet intervalle de garde soit plus grand que le maximum des retards dues aux trajets multiples dans le canal de transmission. Dans d'autres cas, cet intervalle est une extension cyclique du signal, qui peut être réalisée par différentes manières comme illustré par la figure (II.4).

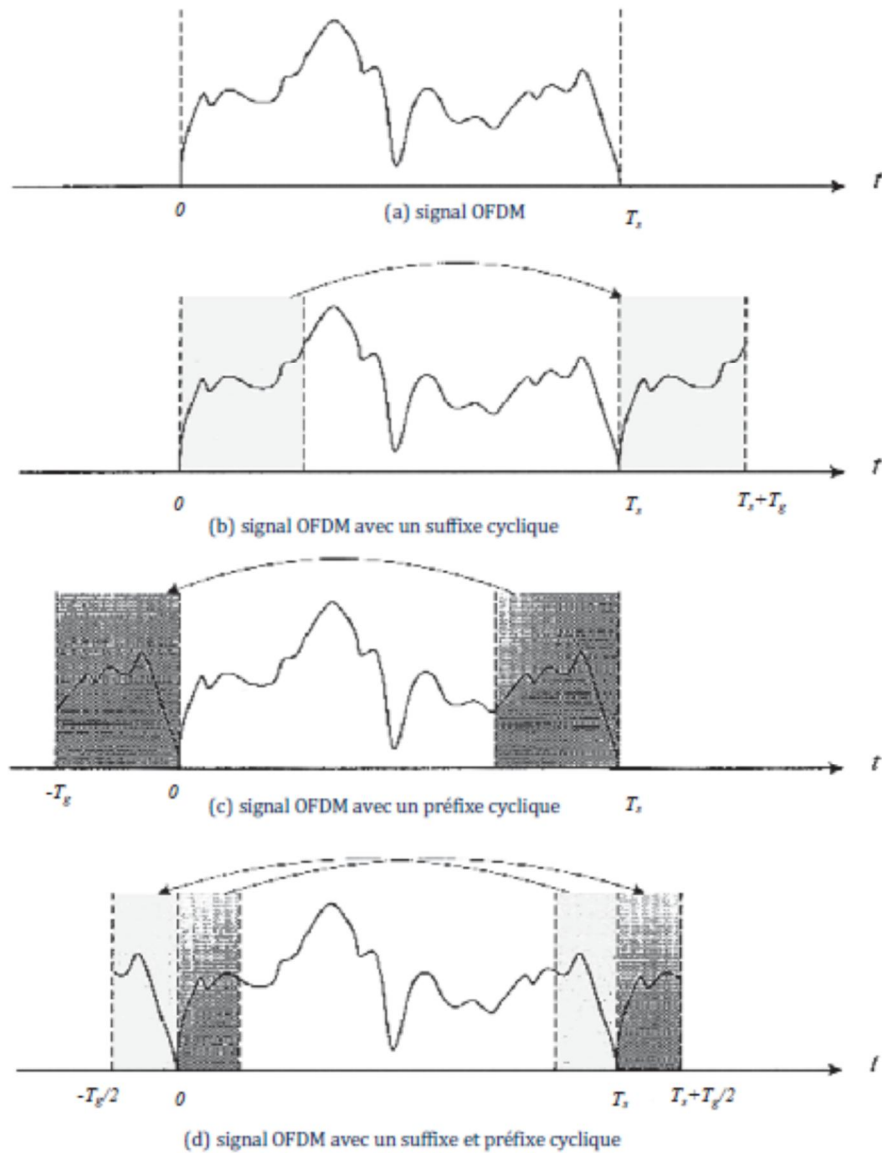


Figure II-4 - Le signal OFDM avec différentes extensions cycliques [25]

De la figure II.4 (b), le signal $s(t)$ peut être étendu par le signal $\bar{s}(t)$ comme suit :

$$\bar{s}(t) = \begin{cases} s(t) & \text{si } 0 \leq t \leq T_s \\ s(t - T_s), & \text{si } T_s \leq t \leq T_s + T_g (= T) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

II.4.2 - Réalisation de la modulation et démodulation par la IFFT/FFT

Ici, on considère que la fonction $c(t)$ est la fonction porte $\Pi_{T_s}(t)$ de durée T_s , en supposant que f_0 est égale à 0 afin de simplifier l'expression.

Considérons alors sur T_u , un nombre N d'échantillons espacés d'intervalle T_c , tel que :

$$T_U = N \cdot T_C \quad (\text{II.4})$$

Ces échantillons sont prélevés aux instants t_q définis par :

$$t_q = qT_C, (q = 0, 1, 2, \dots, N - 1) \quad (\text{II.5})$$

Donc, après échantillonnage, l'expression (II.3) devient

$$S_E(qT_C) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cdot \Pi_{T_S}(qT_C) e^{j2\pi \frac{k}{T_U} qT_C} \quad (\text{II.6})$$

Et par simplification, on aura :

$$S_E(q) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{k}{N} q} \quad (\text{II.7})$$

L'équation (II-7), donne l'expression du signal OFDM échantillonné aux instant st_q .

Rappelons que la transformée de Fourier inverse et discrète (IDFT) est représentée par l'équation suivante :

$$X_q = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j\frac{2\pi k}{N} q} \quad (\text{II.8})$$

Par comparaison de (II-7) et (II-8), on peut conclure que le signal OFDM correspondant à un coefficient constant prés $(1/N)$, est une IDFT des symboles C_k . Dans ces conditions, il ne semble plus nécessaire de fabriquer réellement un ensemble OFDM de sous-porteuses accolées, c'est-à-dire on n'est plus obligé d'utiliser un banc de N modulateurs analogiques pour "construire " le signal OFDM. Il suffit donc, d'appliquer sur les symbole C_k la IDFT. En réception, une transformé de Fourier discrète (DFT) est requise.

Dans la pratique, l'algorithme dit "IFFT/FFT" ("Inverse Fast Fourier Transform/Fast Fourier Transform") est employé pour la réalisation d'une IDFT/DFT car il convient bien évidemment de travailler en temps réel. L'utilisation de la FFT permet une implémentation suffisamment simple du procédé OFDM [31].

II.4.3 - Principe de la démodulation OFDM

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_s :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \tag{II.9}$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t .

Cette fonction varie lentement, et on peut la supposer constante sur la période T_s la démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses selon le schéma classique suivant[26] figure (II.5).

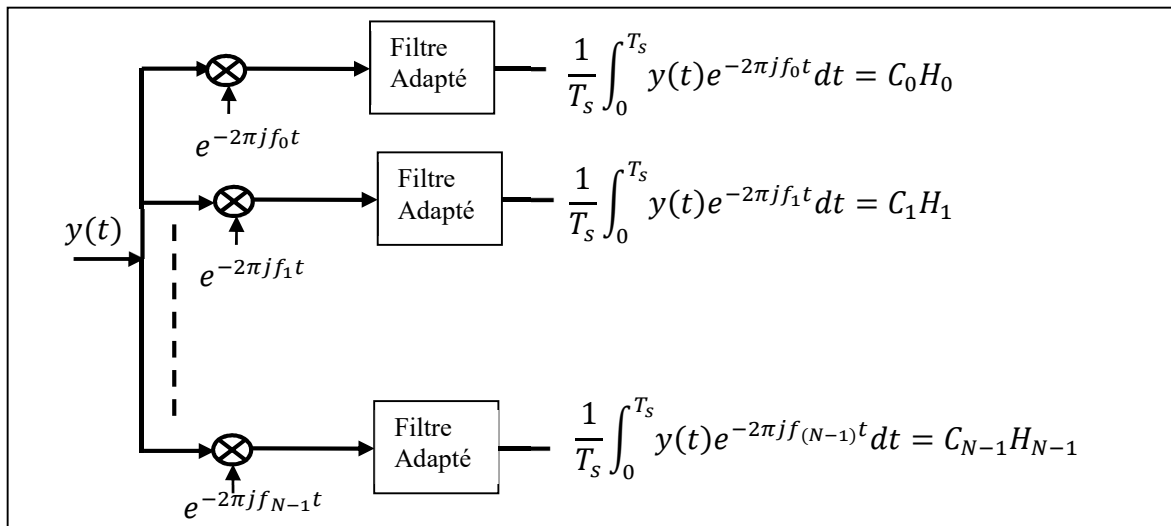


Figure II-5 - Schéma de principe du démodulateur OFDM

Le spectre du signal OFDM est la somme des sous-porteuses comme il est représenté sur la figure (II.6) :

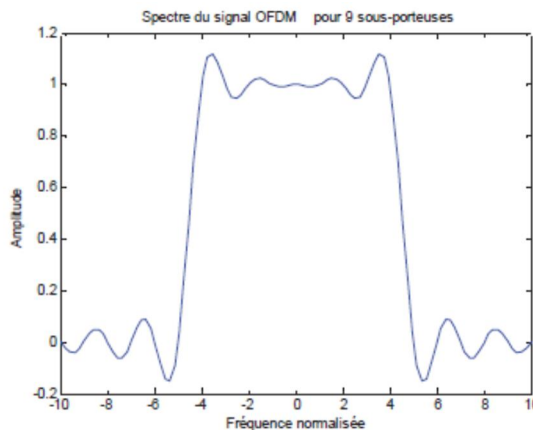


Figure II-6 - Spectre du signal OFDM pour 9 sous-porteuses

II.4.4 - Dédution des signaux en quadrature et en phase de l'OFDM

On considère le système de modulation de type OFDM comme en figure (II.7) Et les signaux qui transitent $\tilde{X}(t)$, $\tilde{X}_{ofdm}(t)$ et $S(t)$ définis ci-dessous :

$$\tilde{X}(t) = I(t) + jQ(t) \tag{II.10}$$

$$\tilde{X}_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (I_k + jQ_k)e^{j2\pi f_k t} \tag{II.11}$$

$$S(t) = \text{Réal}[\tilde{X}_{ofdm}(t)e^{j2\pi f_c t}] \tag{II.12}$$

Où f_c est la fréquence de travail.

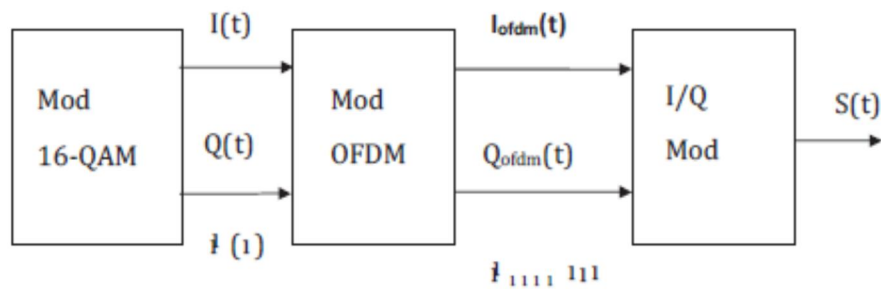


Figure II-7 - Schéma Général de la modulation OFDM

Si on remplace le $\tilde{X}_{ofdm}(t)$ dans l'équation (II.12) alors on retrouve :

$$s(t) = \text{Réal} \left[\sum_{k=0}^{N-1} (I_k + jQ_k)e^{j2\pi f_k t} e^{j2\pi f_c t} \right]$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} \text{Réal}[(I_k + jQ_k)e^{j2\pi f_k t} e^{j2\pi f_c t}] \tag{II.13}$$

Soit $A(t)$ tel que :

$$A(t) = \text{Réal}[(I_k + jQ_k)e^{j2\pi f_k t} e^{j2\pi f_c t}] =$$

$$\text{Réal}[(I_k + jQ_k)(\cos(2\pi f_k t) + j \sin(2\pi f_k t))(\cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t))]$$

$$= \text{Réel}[(I_k + jQ_k)(\cos(2\pi f_k t) \cos(2\pi f_c t) + j \cos(2\pi f_k t) \sin(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_k t) + \cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_k t) \sin(2\pi f_c t))] \quad (\text{II.14})$$

Si on prend la partie réelle, A(t) devient :

$$A(t) = I_k(\cos(2\pi f_k t) \cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_k t) \sin(2\pi f_c t)) - Q_k(\cos(2\pi f_k t) \sin(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_k t) \cos(2\pi f_c t)) \quad (\text{II.15})$$

En remplaçant la valeur de A(t) dans l'équation (II.13), S(t) deviendra :

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} [I_k(\cos(2\pi f_k t) \cos(2\pi f_c t) - \sin(2\pi f_k t) \sin(2\pi f_c t)) \\ &\quad - Q_k(\cos(2\pi f_k t) \sin(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_k t) \cos(2\pi f_c t))] \\ &= \left(\sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos(2\pi f_k t) \right) \cos(2\pi f_c t) - \left(\sum_{k=0}^{N-1} I_k \sin(2\pi f_k t) \right) \sin(2\pi f_c t) \\ &\quad - \left(\sum_{k=0}^{N-1} Q_k \cos(2\pi f_k t) \right) \sin(2\pi f_c t) \\ &\quad - \left(\sum_{k=0}^{N-1} Q_k \sin(2\pi f_k t) \right) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

Et en regroupant les termes en $\cos(2\pi f_c t)$ et $\sin(2\pi f_c t)$, on obtient enfin :

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} (I_k \cos(2\pi f_k t) - Q_k \sin(2\pi f_k t)) \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad - \sum_{k=0}^{N-1} (I_k \sin(2\pi f_k t) + Q_k \cos(2\pi f_k t)) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

D'après cette dernière équation le signal S(t) peut encore se récrire comme en équation (II.18) et les signaux $I_{ofdm}(t)$ et $Q_{ofdm}(t)$ sont ainsi déduits. Les équations (II.19) et (II.20) donnent les expressions des signaux $I_{ofdm}(t)$ et $Q_{ofdm}(t)$ respectivement.

$$S(t) = I_{ofdm}(t) \cos(2\pi f_k t) - Q_{ofdm}(t) \sin(2\pi f_k t) \quad (\text{II.18})$$

Où

$$I_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (I_k \cos(2\pi f_k t) - Q_k \sin(2\pi f_k t)) \quad (\text{II.19})$$

$$Q_{ofdm}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (I_k \sin(2\pi f_k t) + Q_k \cos(2\pi f_k t)) \quad (\text{II.20})$$

II.5 - Le canal de transmission

Pour la transmission sans fil, le milieu de propagation est l'espace. La propagation radio n'est pas assez simple que la transmission filaire, vu que le signal reçu n'est pas seulement le signal venant directement du transmetteur, mais, il est issu de plusieurs chemins figure (II.8) d'où le nom du canal multi-trajets.

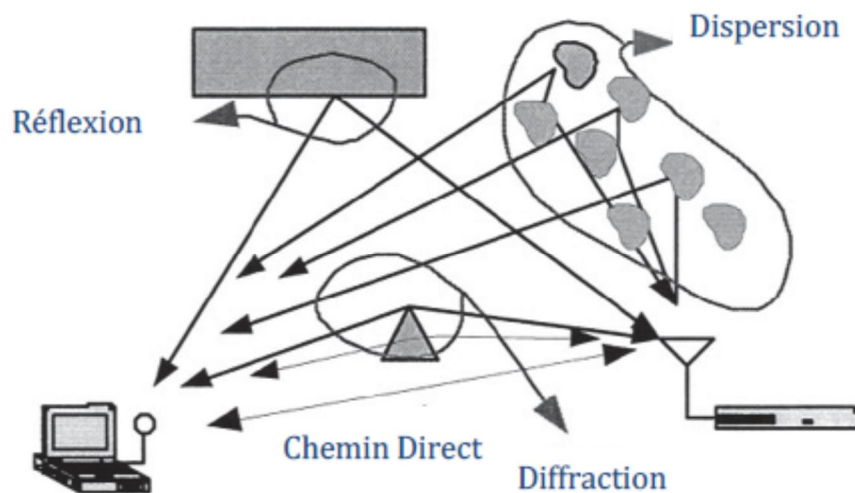


Figure II-8 - Les multi-trajets [27]

Les paramètres qui permettent la caractérisation du canal sans fil sont : les pertes par trajet (Atténuation), le délai de propagation, la bande de cohérence, la fréquence Doppler et le temps de cohérence.

II.5.1 - L'effet Doppler

C'est un phénomène physique lié à la vitesse \vec{v} de déplacement d'un terminal mobile. Cette vitesse introduit une translation fréquentielle proportionnelle à son module $|\vec{v}|$. Le récepteur R en se déplaçant à cette vitesse figure (II.9) vers le point \hat{R}' , voit une longueur $\lambda'_c = cT + |\vec{v}| \cos \alpha T$, où c est la vitesse de la lumière dans le vide et α l'angle entre la direction de \vec{v} et la direction de transmission de

l'onde électromagnétique. D'où nous déduisons la fréquence apparente, f_c du signal en réception sur le terminal R0659272115

$$f_c = c / \lambda_c \tag{II.21}$$

$$= \frac{f_c}{1 + \frac{|\vec{v}| \cos \alpha}{c}} \tag{II.22}$$

$$\hat{f}_c \cong f_c \left(1 - \frac{|\vec{v}| \cos \alpha}{c} \right) \tag{II.23}$$

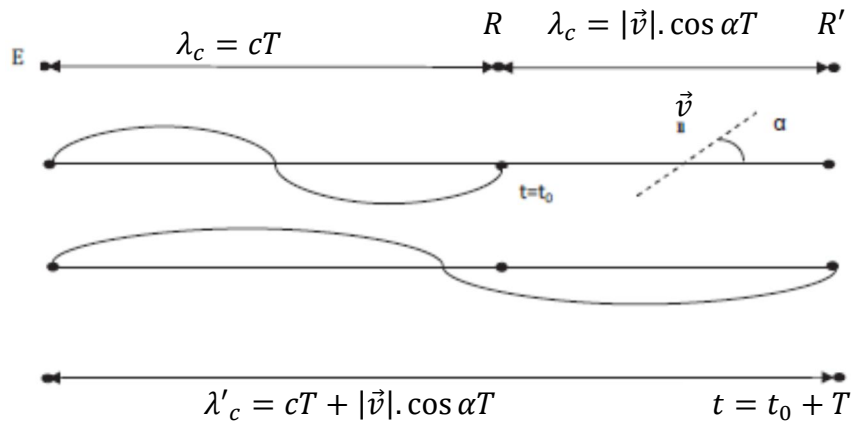


Figure II-9 - Translation fréquentiel par l'Effet Doppler

Le passage de l'équation (II.22) à l'équation (II.23) est justifié par une approximation du second ordre car $|\vec{v}| \cos \alpha$ est négligeable devant c . De la formule (II.23) nous déduisons donc la fréquence Doppler f_D , qui est égale à :

$$f_D = \frac{f_c}{c} |\vec{v}| \cos \alpha = \frac{|\vec{v}|}{\lambda_c} \cos \alpha \tag{II.24}$$

L'onde électromagnétique émise arrive au récepteur mobile par des trajets multiples, car l'onde est réfléchiée par des obstacles présents dans le canal de transmission. L'onde reçue est donc, la superposition de M ondes incidentes (échos) sous des angles α_i quelconques. Les α_i représentent les angles entre la direction de déplacement du mobile et la direction de l'onde incidente, pour chaque trajet. Donc, chaque écho subit une translation en fréquence due à l'effet Doppler f_{Di}

$$f_{Di} = \frac{|\vec{v}|}{\lambda_c} \cos \alpha_i \tag{II.25}$$

II.5.2 - La sélectivité en fréquence 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 ou, atténuées plus rapidement 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.

Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets multiples pour un même signal transmis. Du fait, le signal peut subir de nombreuses réflexions dans l'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. Les différents échos et amplitudes variant dans l'espace, varieront aussi dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile.

II.5.3 - L'atténuation

C'est la diminution de la puissance du signal lors de sa transmission d'un point à un autre. Elle peut être provoquée par :

- La longueur du chemin de transmission.
- Les obstructions dans le chemin et les effets par trajets multiples. Tous les objets qui obstruent la visibilité directe du signal (LOS : Line Of Sight) de l'émetteur au récepteur peuvent causer l'atténuation [28] [29].
- Le masquage du signal qui peut se produire quand il y a une obstruction entre l'émetteur et le récepteur. Il est généralement provoqué par des bâtiments et des collines. C'est le facteur environnemental le plus important de l'atténuation. Les signaux radio se diffractent en dehors des frontières des obstructions ce qui va empêcher le masquage derrière les collines et les bâtiments.

Les émetteurs sont habituellement élevés aussi haut que possible afin de réduire au minimum le nombre des obstructions. Les secteurs ombrés tendent à être vastes, qui ont pour résultat, une variation lente de la puissance. Pour cette raison, ce phénomène est appelé "slow fading" (évanouissement lent). Il est à noter que le problème de masquage est facilement résolu par un simple contrôle de puissance à la réception [28].

II.6 - Estimation du canal pour l'OFDM

Les canaux radio de transmission présentant la variation en temps, la sélectivité en fréquence et l'évanouissement sont un grand défi face à la conception d'un système de communication sans-fil. La conception d'un récepteur OFDM doit être basée sur des solutions de ces problèmes, par l'estimation du canal. La nature de l'OFDM permet des techniques d'égalisation et d'estimation puissantes.

Dans la liaison OFDM, les bits modulés sont perturbés en traversant de tels types de canaux, conduisant ainsi à une variation en fréquence et en amplitude. Pour que le récepteur reçoive les mêmes bits transmis, il doit prendre en compte ces perturbations. La figure (II.10), illustre une transmission typique de l'OFDM et les effets du canal. Le récepteur doit appliquer une détection cohérente ou non cohérente afin de construire les bits originaux.

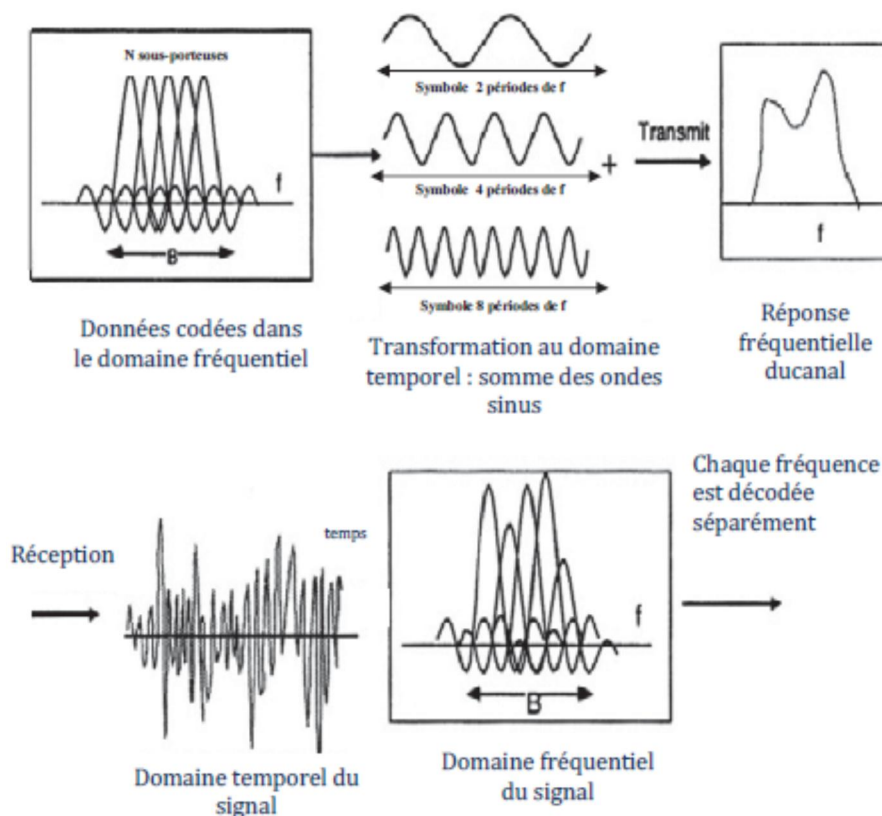


Figure II-10 - Observation de la distorsion due au canal

II.6.1 - La détection cohérente

La détection cohérente utilise des valeurs de références transmises le long du canal avec les bits de données. Le récepteur, en se référant à ces valeurs, peut estimer le canal présenté par ces valeurs de références. Le canal entier peut être estimé par des techniques d'interpolation.

II.6.2 - La détection non cohérente

Dans l'autre côté, la détection non cohérente n'utilise pas des valeurs de référence, mais des modulations différentielles, où l'information à transmettre est la différence entre deux symboles successifs. Le récepteur utilise deux symboles adjacents dans le domaine temporel ou deux sous-porteuses adjacentes dans le domaine fréquentiel, en comparant l'un avec l'autre dans le but d'acquérir le symbole transmis.

II.6.3 - Insertion des symboles pilotes

Le but d'insérer des symboles pilotes est d'augmenter la performance du système.

Plusieurs modes d'arrangement de pilotes, dépendant des conditions du canal, sont utilisés. Ces modes peuvent être classés selon deux approches.

- La première approche est le mode d'arrangement bloc pour les canaux à évanouissement lent. Toutes les sous-porteuses sont utilisées à la fois et vu que le canal est à évanouissement lent, il va s'introduire une corrélation entre les symboles successifs.
- La deuxième approche est le mode d'arrangement peigne (the comb type pilot arrangement), qui intercale les pilotes en temps et en fréquence. Cette estimation utilise tant de techniques d'interpolation pour l'estimation entière du canal figure (II.11).

Le système OFDM basé sur le canal pilote estimé est donné par la figure (II.12). L'information binaire est premièrement groupée (mapped) selon la modulation utilisée. Après l'insertion des pilotes avec une période spécifique ou uniforme entre les séquences des données d'information, le bloc IDFT est utilisé pour transformer les séquences de données de largeur N , $\{X(k)\}$ en un signal temporel $\{x(n)\}$, avec l'équation suivante :

$$x(n) = IDFT\{X(k)\} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (II.26)$$

Où N est la taille de la DFT.

Le bloc IDFT est suivi du bloc d'insertion d'intervalle de garde. Le symbole OFDM résultant est donné par :

$$x_f(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_g, -N_g + 1, \dots, -1 \\ x(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Où N_g est la taille d'intervalle de garde.

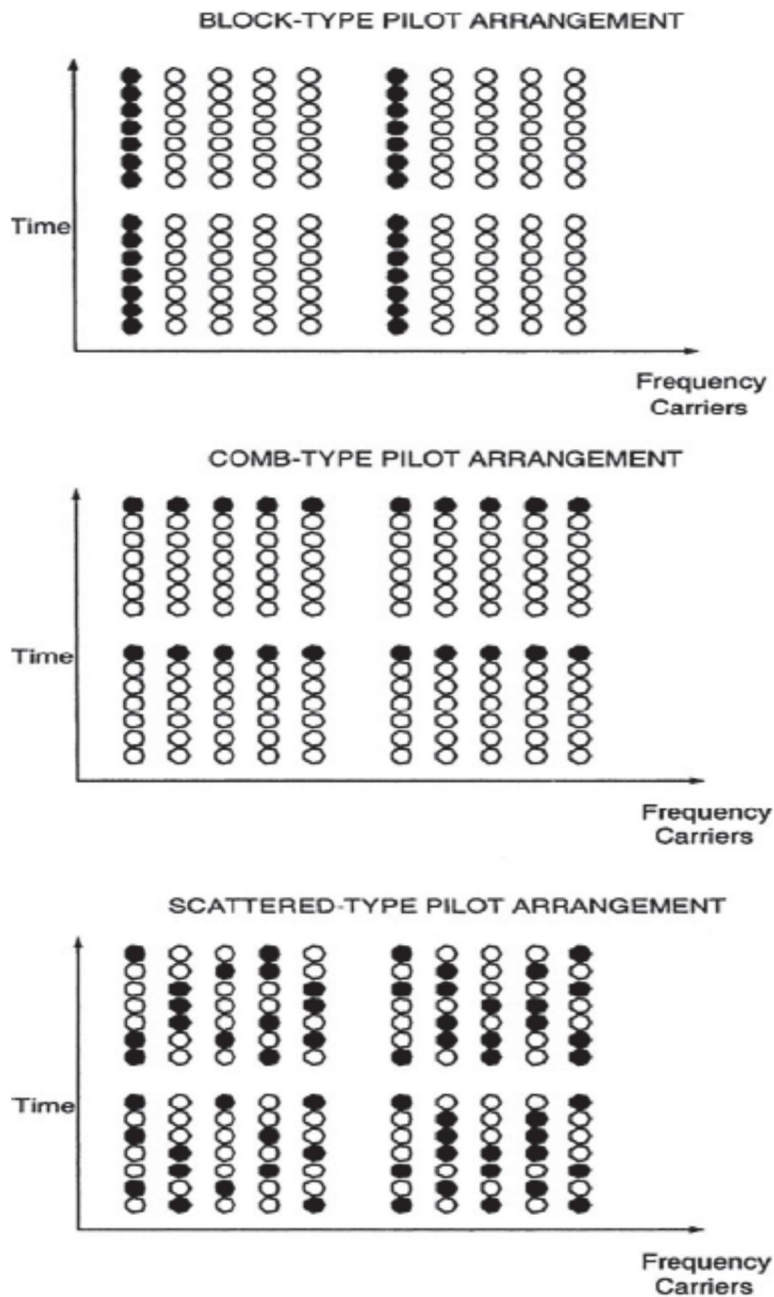


Figure II-11- Arrangement des pilotes [27]

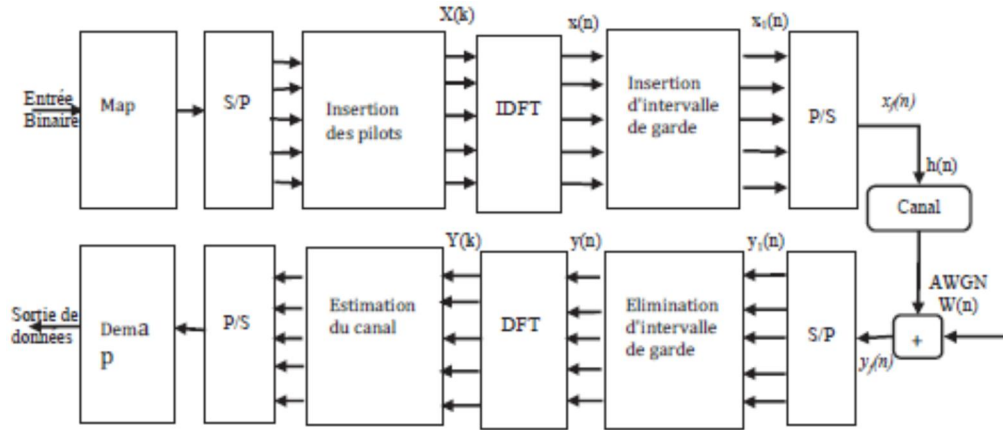


Figure II-12 - Système OFDM en bande de base[27]

Le signal transmis $x_f(n)$ traversera un canal variable en temps, sélectif en fréquence, présentant un évanouissement avec un bruit additif. Le signal reçu est donné par [14] :

$$y_f(n) = x_f(n) \otimes h(n) + w(n) \tag{II.28}$$

Où $w(n)$ est le bruit blanc gaussien (AWGN) et $h(n)$ est la réponse impulsionnelle du canal. La réponse du canal h peut être représentée par [27] [28] :

$$h(n) = \sum_{i=0}^{r-1} h_i \cdot e^{j\frac{2\pi}{N} f_{Di} T n} \cdot \delta(\sigma_\tau - \tau_i), \quad 0 \leq n \leq N - 1 \tag{II.29}$$

Où r est le nombre total des trajets de propagation, h_i est la réponse impulsionnelle complexe du $i^{ème}$ canal, f_{Di} est le changement de la fréquence Doppler du $i^{ème}$ trajet, σ_τ est le temps de propagation, T est la période d'échantillonnage et τ_i est le délai normalisé du canal par rapport au temps d'échantillonnage.

Au récepteur, le passage au domaine discret est réalisé par un convertisseur analogique numérique, ensuite un filtrage passe bas est effectué, et l'intervalle de garde est éliminé, on aura alors :

$$y(n) = y_f(n + N_g) \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \tag{II.30}$$

Ensuite $y(n)$ est transmis au bloc DFT pour subir l'opération suivante :

$$Y(k) = DFT \{y(n)\} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (\text{II.31})$$

En assumant qu'il n'y a pas de ISI, de même façon, $H(k) = DFT\{h(n)\}$, $W(k) = DFT\{w(n)\}$ et $I(k)$ (qui représente le ICI (Inter Carrier Interférence) à cause de la fréquence Doppler), on aura alors [28] [26] :

$$Y(k) = X(k)H(k) + I(k) + W(k) \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (\text{II.32})$$

Où

$$H(k) = \sum_{i=0}^{r-1} h_i e^{j\pi f_{D_i} T} \frac{\sin(\pi f_{D_i} T)}{\pi f_{D_i} T} e^{-j \frac{2\pi \tau_i k}{N}} \quad (\text{II.33})$$

$$Y(k) = \sum_{i=0}^{r-1} \sum_{\substack{K=0 \\ K \neq k}}^{N-1} \frac{h_i X(K)}{N} \frac{1 - e^{j2\pi(f_{D_i} T - k + K)}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{N}(f_{D_i} T - k + K)}} e^{-j \frac{2\pi \tau_i k}{N}} \quad (\text{II.34})$$

Après, les pilotes sont enlevés et le canal estimé $H_e(k)$ pour les sous-porteuses de données est obtenu par le bloc estimation canal. A la fin les données transmises sont estimées par la relation :

$$X_e = \frac{Y(k)}{H_e(k)} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (\text{II.35})$$

Et les données binaires sont obtenues à la sortie du bloc (démappé).

II.6.4 - Les techniques d'interpolations

II.6.4.1 - L'interpolation linéaire

Le canal estimé de la porteuse de données k avec $mL < k < (m+1)L$ en utilisant l'interpolation linéaire est donné par :

$$H_e(k) = \left(H_p(m+1) - H_p(m) \right) \frac{1}{L} + H_p(m) \quad (\text{II.36})$$

Avec

H_p : sous-porteuses pilote

L : Écart fréquentiel entre les sous-porteuses pilotes

II.6.4.2 - Interpolation Gaussienne du second ordre

La méthode SOI s'exécute mieux que la méthode LI. Où l'estimation de canal aux sous-porteuses de données est obtenue par la combinaison linéaire des trois estimations des sous-porteuses pilotes adjacentes. Le canal estimé par l'interpolation de second ordre est donné par :

$$H_e(k) = H_e(mL + l) = c_1 H_p(m - 1) + c_0 H_p(m) + c_{-1} H_p(m + 1) \quad (\text{II.37})$$

$$\text{ou } \begin{cases} c_1 = \frac{\alpha(\alpha - 1)}{2} \\ c_0 = -(\alpha - 1)(\alpha + 1) \\ c_{-1} = \frac{\alpha(\alpha + 1)}{2} \\ \alpha = \frac{1}{N} \end{cases}$$

N : Nombre de sous-porteuses

II.6.4.3 - Interpolation passe-bas

Elle est effectuée par l'insertion de zéros dans la séquence originale, ensuite l'application d'un filtre passe bas.

II.7 - Les standards utilisant l'OFDM comme technique de modulation

Actuellement le procédé de modulation OFDM, se voit employé dans de nombreuses applications de type multimédia pour les WLANs (Wireless Local Area Networks). Les trois principaux standards qui ont retenu l'OFDM comme modulation multi-porteuse sont : HiperLAN II de ETSI (European Telecommunication Standards Institute), 802.11 a et le 802.11g de IEEE (Institute of Electronics and Electric Engineers).

II.7.1 - La normalisation ETSI HiperLAN II

Les principaux paramètres concernant le signal OFDM qui transite sur la couche physique de cette norme sont représentées dans le tableau (II.1) :

Paramètre	Valeur	
$f_s = 1/T$: Vitesse d'échantillonnage	20 MHz	
T_U : Durée utile du symbole OFDM	3.2 μ sec	
Δ : Durée de l'intervalle de garde	0.8 μ sec (Obligatoire)	0.4 μ sec (Optionnel)
T_S : durée totale du symbole OFDM	4 μ sec	3.6 μ sec
N_{SD} : Nombre de sous-porteuses données	48	
N_{SP} : Nombre de sous-porteuses pilotes	4	
N_{ST} : Nombre de sous-porteuses total	52 = (N_{SD} + N_{SP})	
ΔF : espacement entre sous-porteuses	0.3125 MHz ($1/T_U$)	

Tableau II-1 - Paramètres du Procédé OFDM-HiperLAN II

II.7.2 - IEEE 802.11 a

La proposition IEEE 802.11a a pour origine des études effectuées dans le cadre de la normalisation HiperLAN de l'ETSI. Cette proposition contient la définition du support physique, ainsi que des couches qui se trouvent au-dessus. Pour la partie physique, les propositions suivantes ont été retenues :

- Fréquence de 5 GHz dans la bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure), une bande de fréquences non licenciée, c'est-à-dire qui ne demande pas l'obtention d'une licence d'utilisation.
- Modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) avec 52 porteuses, autorisant des performances excellentes en cas de chemins multiples.
- Huit vitesses de 6 à 54 Mbit/s.

Le projet IEEE 802.11a devrait permettre à de très nombreuses stations de travail et portables de se connecter automatiquement dans les entreprises qui en seront dotées [15].

II.7.3 - IEEE 802.11 g

En 2001 une nouvelle proposition de standard pour les WLANs est apparue :

Le IEEE 802.11g. L'idée était d'utiliser le système haut débit du standard IEEE 802.11a basé sur la modulation OFDM dans la bande de fréquence des 2.4 GHz. Cela dit, les caractéristiques d'un tel système restent les mêmes que celles du standard IEEE 802.11a [15].

II.8 - Avantages et inconvénients de l'OFDM

II.8.1 - Avantages

Le procédé de modulation OFDM a été principalement pensé pour résister aux trajets multiples avec évanouissement, en minimisant l'interférence entre symboles (ISI) et en garantissant des débits binaires

suffisamment élevés :

- Faible ISI : Le fait d'ajouter un intervalle de garde T_g , augmente la robustesse du signal OFDM aux trajets multiples. Cela permet d'avoir en réception une ISI acceptable, c'est-à-dire les symboles OFDM arrivant au récepteur n'interfèrent pas aux instants d'échantillonnage.
- Encombrement spectral optimal : L'orthogonalité entre les N sous porteuses permet de faire chevaucher leurs bandes fréquentielles respectivement, et donc, d'optimiser l'occupation spectrale du signal modulé.
- Canal invariant localement : La bande passante de chaque sous-porteuse est petite devant la totalité de la bande passante du signal OFDM. On peut alors, considérer que la réponse fréquentielle du canal de transmission est plate au niveau de chaque sous-porteuse. L'évanouissement fréquentiel due au canal est donc de type "flat fading" c'est-à-dire évanouissement plat.
- Egalisation fréquentielle simple.

II.8.2 - Inconvénients

- La synchronisation émetteur /récepteur : Le décalage fréquentiel due à l'effet Doppler, ainsi que les offsets en fréquence entre les oscillateurs locaux RF, génèrent une translation fréquentielle qui perturbe l'orthogonalité des N sous-porteuses, en introduisant une interférence entre les symboles (ISI). Pour y remédier on doit prévoir un système d'estimation et de correction de ces offsets.
- Fluctuation d'enveloppe : Le signal OFDM présente une forte fluctuation d'enveloppe et donc un PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé [30], exigeant une grande linéarité de la chaîne de transmission, en particulier au niveau de l'amplificateur de puissance, qui va présenter alors, un rendement médiocre, donc incompatible avec une consommation optimisée pour une application mobile.

II.9 - Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une définition générale de la technique de modulation OFDM, son utilisation dans les systèmes de communication mobile en passant par un petit historique. Une brève description du canal de transmission et quelques techniques d'interpolation et d'estimation de canal ont été cités. Pour finir, nous avons cité quelques standards utilisant l'OFDM comme technique de modulation et les avantages et les inconvénients de cette dernière.



Chapitre III

Implémentation de technique
OFDM en temps réel

Chapitre III Implémentation de technique OFDM en temps réel

III.1 -Introduction

Ce chapitre décrit l'implémentation en temps réel d'un système OFDM en utilisant Simulink du Matlab, processeur DSP TMS320C6713 et Code Composer Studio. Dans cette approche, MATLAB et Simulink font la transition de la théorie à l'application de manière facile. L'interface matérielle convertit le signal en bande de base du PC vers le processeur DSP. Les performances de l'émission et de la réception sont évaluées en temps réel en utilisant le Transfert des Données en Temps Réel (RTDX).

Nous réalisons la simulation de la chaîne émission, réception utilisant la modulation sur Simulink

Et utilisant les blocs suivant :

a) Modulation :

- **Random Integer Generator:** faire des signaux integer
- **QPSK modulator :** pour la modulation QPSK
- **Selector et matrix conténation et les blocs constants :** conversion série vers parallèle est l'inverse, et ajoute ou supprimé les pilotes
- **To RTDX et From RTDX et DSKC6713 :** envoyer et recevoir les données de /vers la carte DSK C6713 pour le calcul de l'IFFT

b) Canal de transmission :

- **Canal gaussien :** canal de transmission

c) Démodulation :

- **FFT :** calcule FFT
- **QPSK démodulateur :** pour la démodulation QPSK

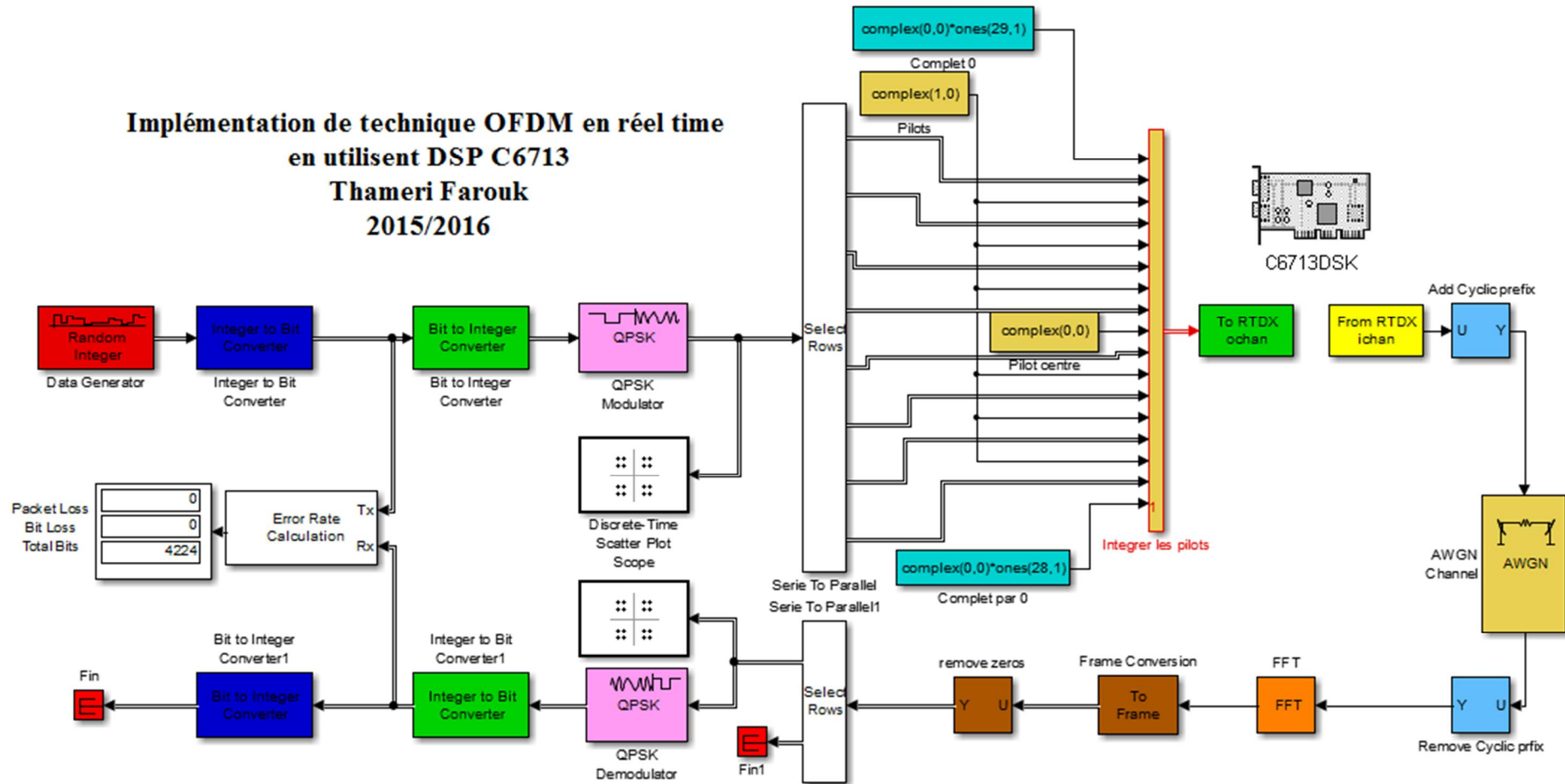


Figure III-1 schéma bloc de implémentation de OFDM en temps réel en utilisant DSP C6713 en simulink

Création d'une chaîne de transmission OFDM sans processeur DSP C6713:

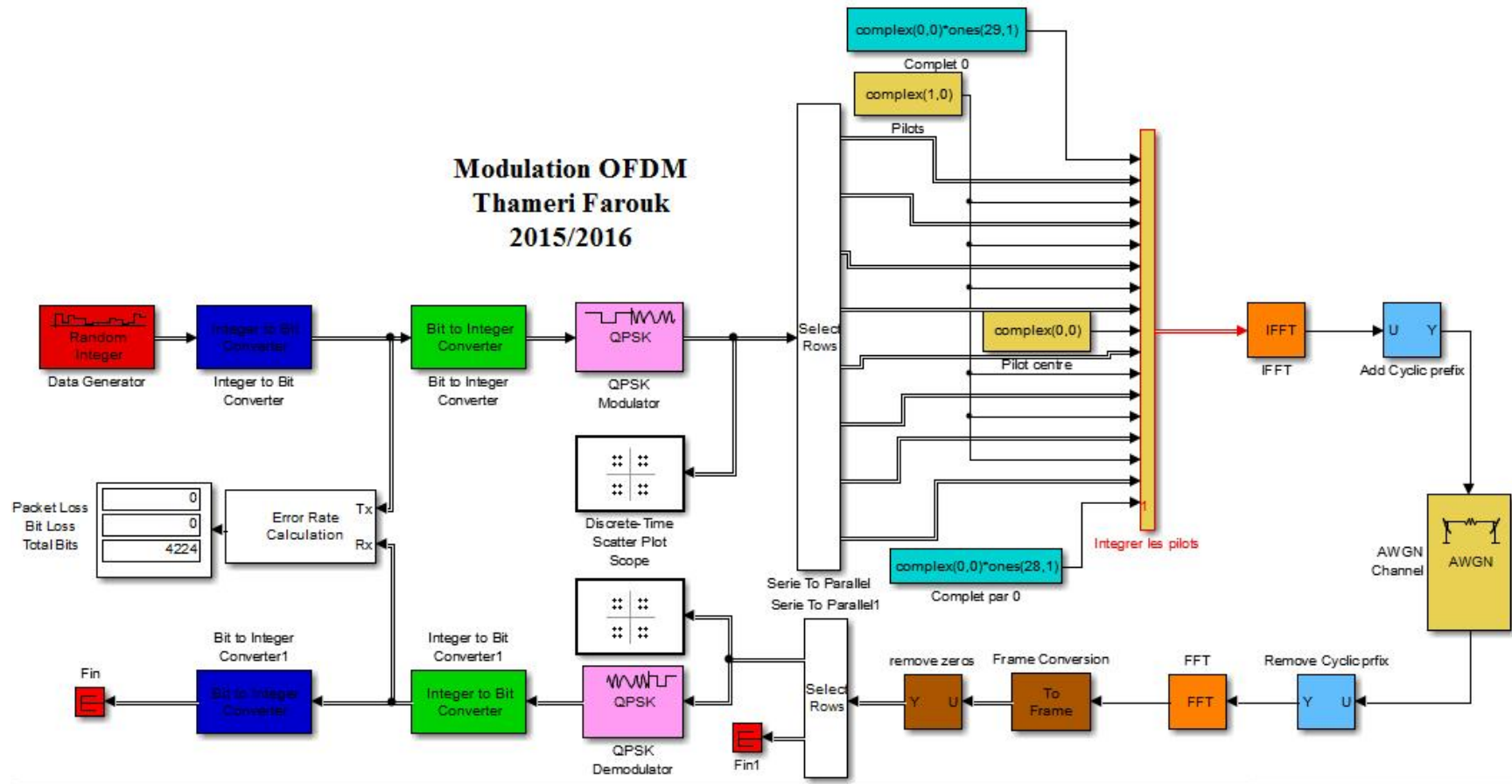


Figure III-2 chaîne de transmission OFDM en Simulink

III.2 - Modulation OFDM

III.2.1 - Configuration des différent blocs de simulation

Random Integer Generator:

Génère un nombre aléatoire d'entiers avec les paramètres suivant:

- 4 états d'entiers
- 3MHz le bande passante
- 192 entiers par trame

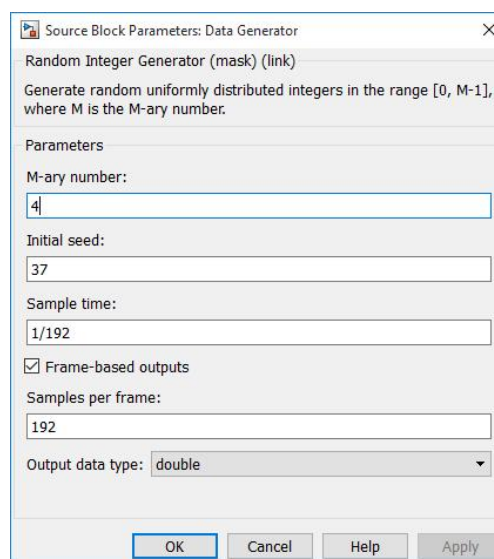


Figure III-3 - Paramètres du bloc Random Integer Generator

Integer to bit converter :

Pour la conversion des entiers en des bits avec un seul paramètre à modifier qui est le nombre de bits pour chaque entier, dans notre cas on va choisir 2 bits car l'entrée est composée de 4 états possibles.

Bit to integer Converter :

Pour la conversion des bits en entiers, avec le même paramètre à modifier qui est le nombre de bits pour chaque entier et qui vaut 2 bits.

Modulation QPSK

La source qu'on a utilisé est composée de 4 états possibles donc la modulation qu'on doit utiliser doit être elle aussi à 4 états.

Modulation en band de base utiliser la modulation QPSK (4-QAM) et ça sera notre choix pour cette simulation : pour cela on a utilisé le bloc QPSK Modulator, en modifiant l'ordre de la constellation : GRAY au lieu de BINARY.

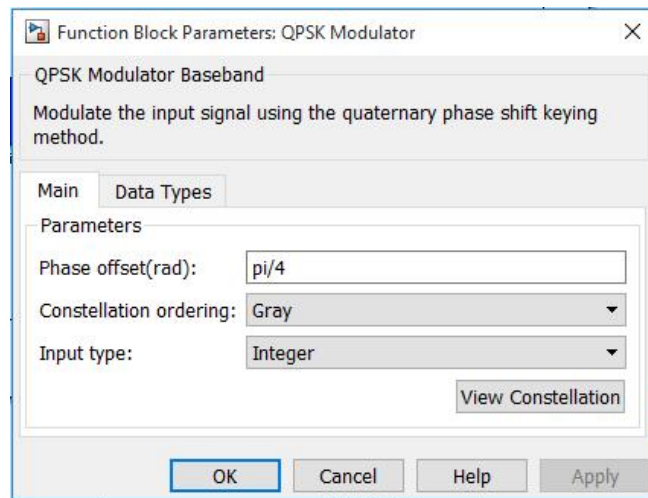
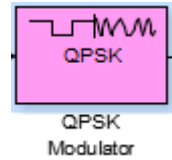


Figure III-4 - Paramètres du bloc QPSK Modulator

Insertion des sous-porteuses pilotes et DC :

Les sous-porteuses disponibles dans une bande ne sont pas toutes attribuées aux données des utilisateurs, il existe quelques-unes utilisées pour d'autres raisons telles que :

- DC Sub-carrier : La porteuse centrale, pour marquer le centre de la bande OFDM :
- Pilot Sub-Carriers : utilisées pour transporter des séquences PILOTE bien utiles pour estimer le canal de propagation.

Le rôle du bloc suivant est d'intégrer ces différentes sous-porteuses :

- On va intégrer une DC Sub-Carrier au milieu de la trame et 6 Pilot Sub-Carriers.
- Select Rows : Pour découper les 192 symboles reçus à son entrée par 8, en rangeant chaque ensemble dans une sortie.
- Entre les 4 ensembles on va intégrer nos Pilot Sub-Carriers et au milieu La porteuse centrale.
- La FFT nécessite un nombre d'échantillons égal à puissance de deux. Dans notre cas nous disposons uniquement de 199 échantillons avec les bits des pilotes. La puissance de deux qui vient juste après 199 est 256. Alors nous allons utiliser la technique de zéro padding qui consiste à compléter par des zéros de 199 jusqu'à 256.

Et pour rassembler le tout on va utiliser le bloc Matrix Concaténation en introduisant .

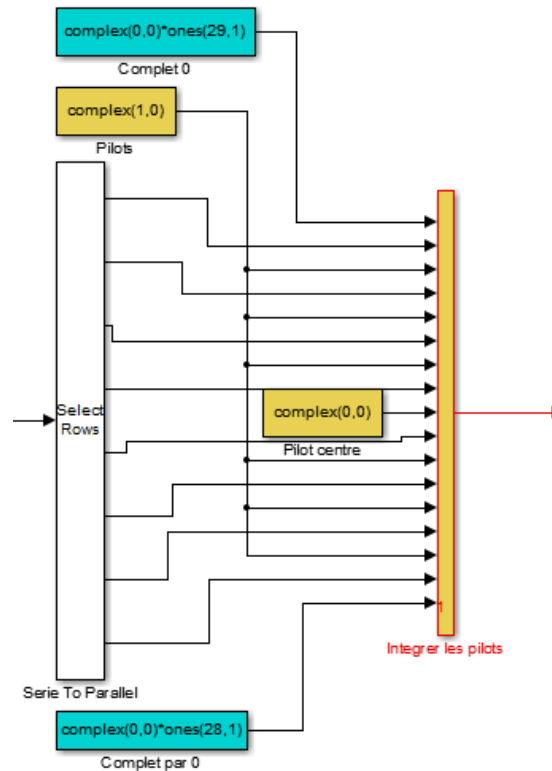


Figure III-5 : insert les pilots

IFFT :

IFFT est le bloc le plus important dans la chaine de modulation OFDM, la taille de l’IFFT choisi est 256.

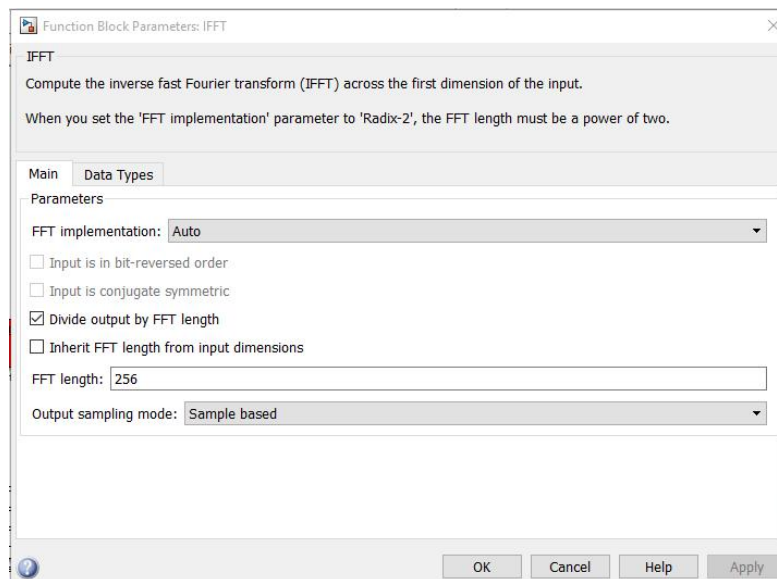


Figure III-6 - Paramètres du bloc IFFT

Préfixe cyclique

Pour chaque symbole on doit ajouter un préfix cyclique, pour cela juste après le bloc d'IFFT on ajoute le bloc selector.

On introduisant a la place des 256 echantillon de IFFT calculer corispondant au zero padding en ajoute les echantillon du

Pour cela les paramètres du préfix cyclique seront comme suit :

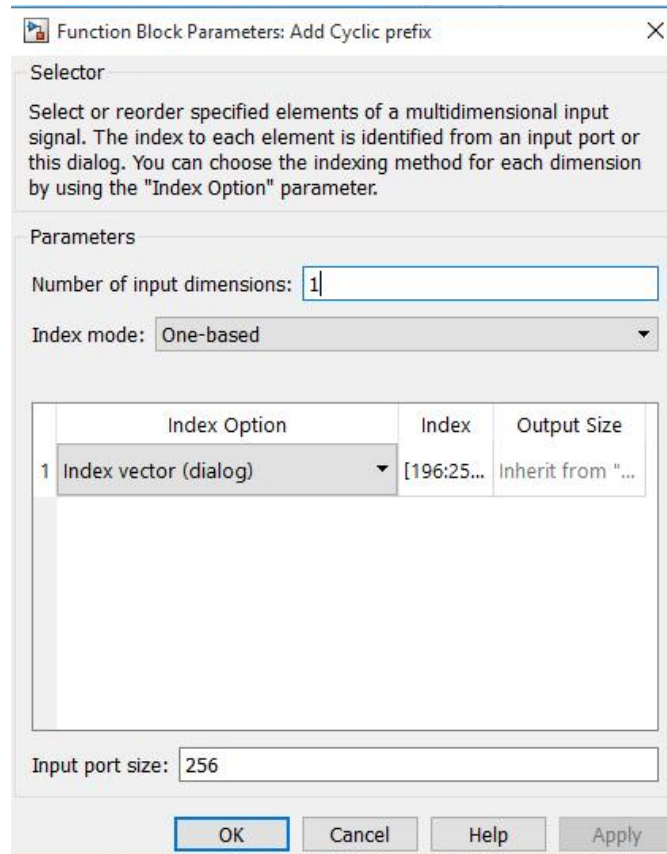


Figure III-7 - Paramètres du bloc Add Cyclic Prefix

A ce niveau, on a généré un signal OFDM, l'étape suivante est l'envoi d'un signal dans un canal.

III.2.2 - Canal Gaussien

La valeur du SNR peut être modifiée pour déterminer la limite pour laquelle on commence à avoir un taux d'erreur élevé.

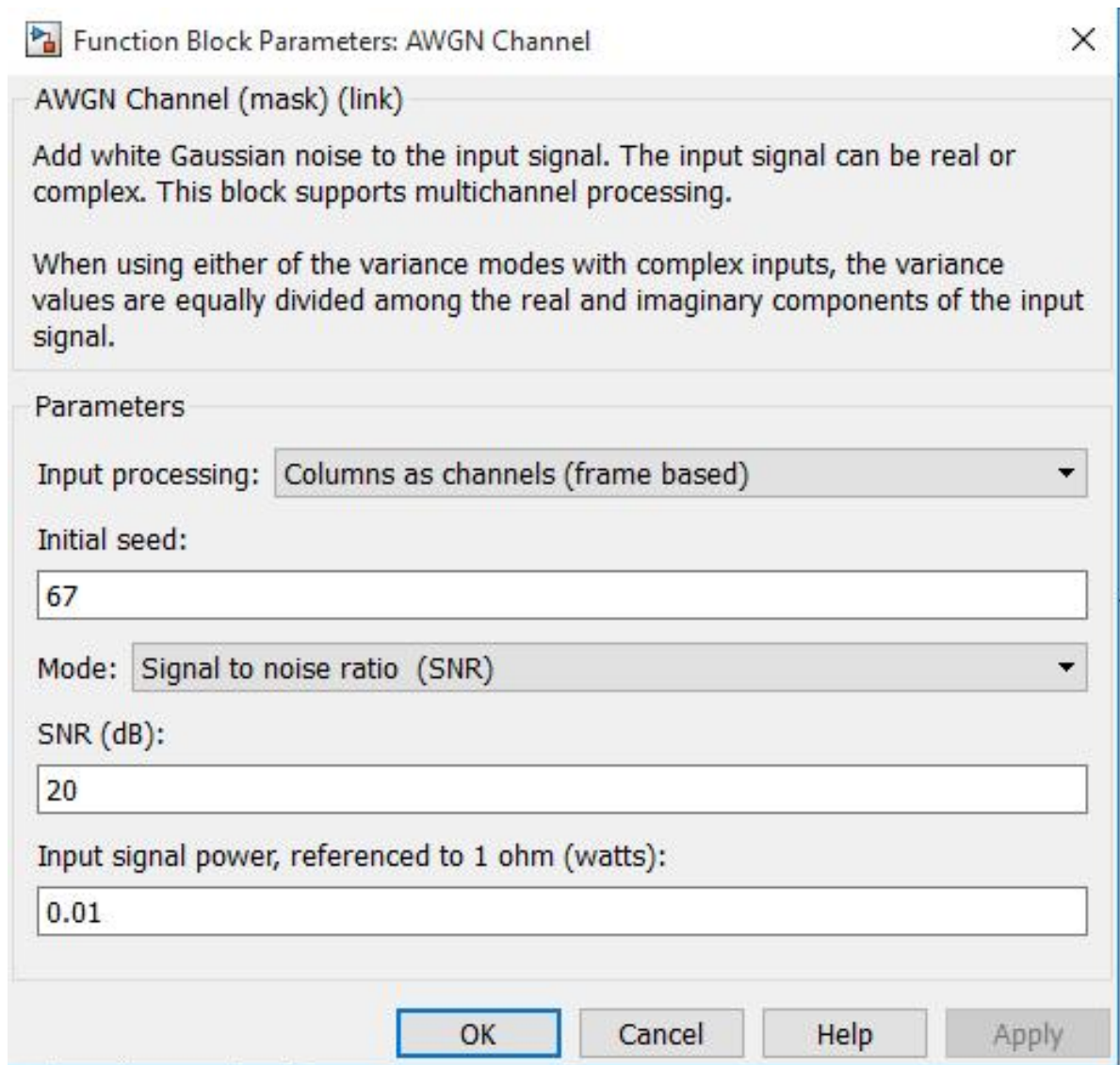


Figure III-8 - Paramètres du bloc AWGN

III.2.3 - Démodulation

Création d'une chaîne de transmission OFDM :

Remove Cyclic Prefix :

Pour enlever le préfixe cyclique:

Lors de la modulation la sortie finale est un vecteur de 314 éléments, comme nous avons ajouté un préfixe cyclique de 58 éléments (256-199) alors à la réception on doit extraire les premiers 58 et cela se fera en utilisant les paramètres suivant :

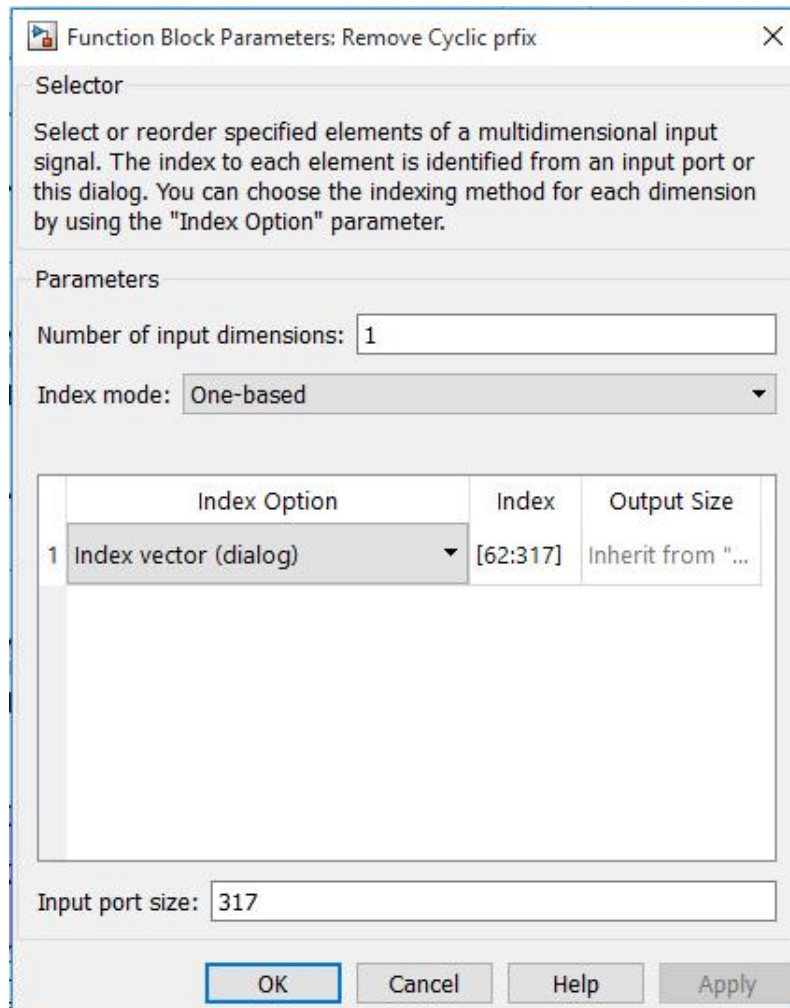


Figure III-9 - Paramètres du bloc Remove Cyclic Prefix

FFT :

A la sortie du préfixe cyclique la taille du vecteur est 256, qui sera directement traiter par le bloc FFT.

Pour la taille de la FFT on a le choix entre 256 ou « Inherit FFT length from input dimensions ».

Frame Conversion :

Pour regrouper les données en trame de 256 éléments.

A cette étape nous avons reconstitué 256 éléments ,199 éléments de données utiles plus 57 zéros de bourrage ajoutées par l'IFFT lors de la modulation.

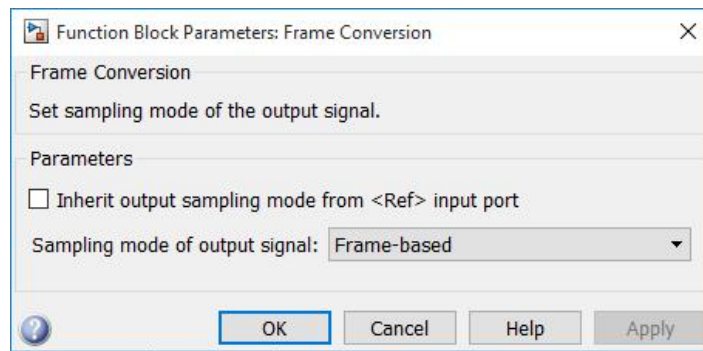


Figure III-10 - Paramètres du bloc Frame conversion

Remove zero-padding :

Pour éliminer les zéros de bourrage on a utilisé les paramètres suivant :

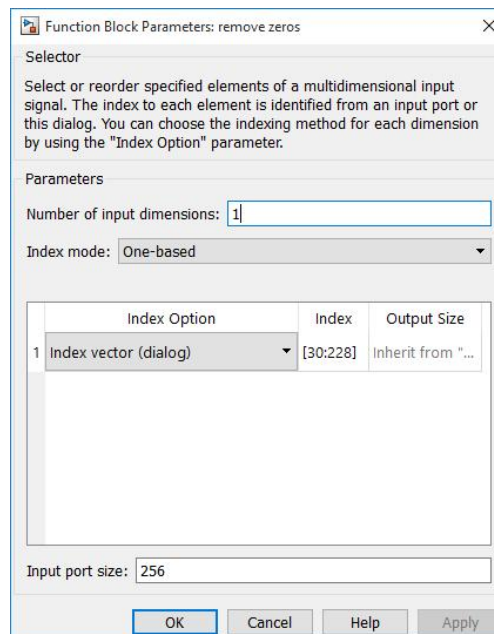


Figure III-11 - Paramètres du bloc zero-padding

Select Rows

Sans les zéros de bourrage nous avons 196 éléments, alors pour avoir la meme trame de la source on doit enlever les symboles provenant des sous-porteuses pilotes et la sous porteuse centrale.

Pour cela, il faut tout d'abord détecter l'emplacement exact de chaque sous porteuse à enlever et cela en raisonnant sur le découpage qu'on a fait au niveau de la modulation.

Donc les paramètres choisis :

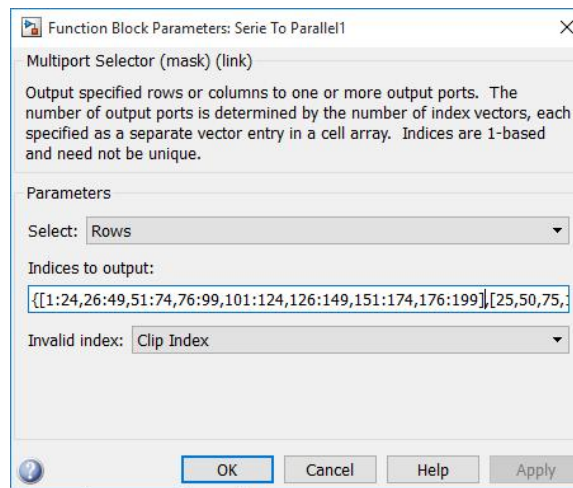


Figure III-12 - Paramètres du bloc Remove Pilots

Démodulation QPSK :

Même paramètres que le bloc de modulation QPSK.

Pour les blocs restants, ils ont le même rôle et paramètres que ceux utilisés au niveau de la modulation.

III.3 -Le logiciel Code Composer

Le CCS fournit un environnement de développement pour incorporer plusieurs outils logiciels. Il inclut des outils pour la génération du code, tels que le compilateur C, un assembleur, et un éditeur de liens. Il offre aussi des possibilités de visualisations graphiques et débogage en temps réel.

Le compilateur C compile les programmes sources (extension **.c**) pour produire des fichiers sources en assembleur (extension **.asm**). L'assembleur génère à partir de la source **.asm** un fichier en langage machine avec l'extension **.obj**. L'éditeur de liens lie les fichiers **.obj** et les fichiers bibliothèques **.lib** utilisés par l'application principale pour produire un fichier exécutable avec extension **.out**. Ce dernier représente un format de fichier commun (extension **.coff**), connu dans les systèmes Unix et adopté par plusieurs fabricants de DSP. Ce fichier exécutable peut être chargé et exécuté directement sur les DSP. Le CCS peut aussi générer et manipuler des fichiers d'extension **.sa** (**Linear Assembly**) qui est un format intermédiaire entre les deux extensions **.c** et **.asm**.

Pour créer une application (projet), on doit associer les fichiers appropriés au projet. Les options de compilation et de l'éditeur de liens (Linker) peuvent être aisément spécifiées. Un certain nombre d'outils de débogage sont offerts. Ils permettent l'exécution étape par étape, l'introduction des points

d'arrêt, la visualisation des variables, registres et mémoire, la visualisation graphique des variables ainsi que la mesure du temps d'exécution (Profiler).

III.3.1 - DSK C6713

Les processeurs de signaux numériques tels que la famille de processeurs TMS320C6x (C6x) sont comme les microprocesseurs rapides à but spéciale avec un type d'architecture spécialisé et un jeu d'instructions approprié pour le traitement du signal. La notation C6x est utilisée pour désigner un membre de la famille Texas Instruments (TI) TMS320C6000 de de processeurs de signaux numériques. L'architecture du processeur de signal numérique C6x est très bien adaptée pour les calculs numériquement intensifs. Basé sur l'architecture d'un très long mot d'instruction (VLIW), le C6x est considéré comme le processeur le plus puissant de TI. Le TMS320C6713 (C6713) est très bien adapté pour les algorithmes numériquement intensifs. La mémoire interne du programme est structurée de telle sorte qu'un total de huit instructions peut être récupéré à chaque cycle. Par exemple, avec un taux de 225MHz d'horloge, le C6713 est capable d'aller chercher de huit instructions à 32 bits toutes les $1 / (225 \text{ MHz})$ ou 4,44 ns. Le C67xx (tels que la C6701, C6711, C6713 et) appartient à la famille des C6x processeurs à virgule flottante, tandis que la C62xx et C64xx appartiennent à la famille des C6x processeurs à virgule fixe. Le C6713 est capable à la fois le traitement en virgule fixe et flottante

III.3.2 - Différents types de fichiers manipulés par le Code Composer

Durant ce travail, la mise en œuvre des applications nécessite différents types de fichier :

- Les fichiers **.pjt** : création d'un projet (application),
- Les fichiers **.c** : code source en C/C++,
- Les fichiers **.asm** : code source en assembleur crée par l'utilisateur directement, le compilateur source ou l'optimisateur linéaire.
- Les fichiers **.sa** : l'optimisateur linéaire utilise des fichiers d'extension **.sa** pour produire un code en assembleur **.asm**.
- Les fichiers **.h** : fichiers d'entête, contenant les prototypes de fonctions, les 'Include' pour les bibliothèques utilisées par l'application principale et ses modules ainsi que les définitions pour quelques variables utilisées le long de l'application.
- Les fichiers **.lib** : les bibliothèques utilisées par l'application. Généralement, elles contiennent les définitions de fonctions spécifiques au CCS et qui manipulent directement la carte.
- Les fichiers **.cmd** : définit le plan mémoire et les vecteurs d'interruptions exploitées.
- Les fichiers **.obj** : fichiers créés à partir des sources **.asm**.

- Les fichiers **.out** : exécutable de l'application créée par l'éditeur de liens.
- Les fichiers **.cbd** : fichier de configuration DSP/BIOS.
- Les fichiers **.gel** : fichier source en langage **GEL** (General Extension Language), similaire au C. il permet de faire changer les valeurs des variables définies dans les programmes par le biais d'interfaces graphiques simples.

III.3.3 - Etape de création d'un projet

La première étape est de choisir le mode de démarrage du CCS à travers l'utilitaire CCS Studio. Le mode simulateur est choisi par l'utilisation du simulateur TMS320C6713 Device Cycle Accurate Simulator. L'avantage de ce mode c'est qu'il permet de déterminer les paramètres d'optimisation qui donne les meilleures performances du côté de la taille de mémoire occupée par le programme et le temps de calcul nécessaire.

Maintenant le code composer est définie la carte DSKC6713

On active MATLAB link for CCS pour active la communication (MATLAB-CCS)

III.4 - Configuration des bloc DSP sur Simulink

Pour utiliser la carte DSK à travers Simulink nous utilisons les blocs suivant

- C6713DSK
- To RTDX
- From RTDX

C6713DSK

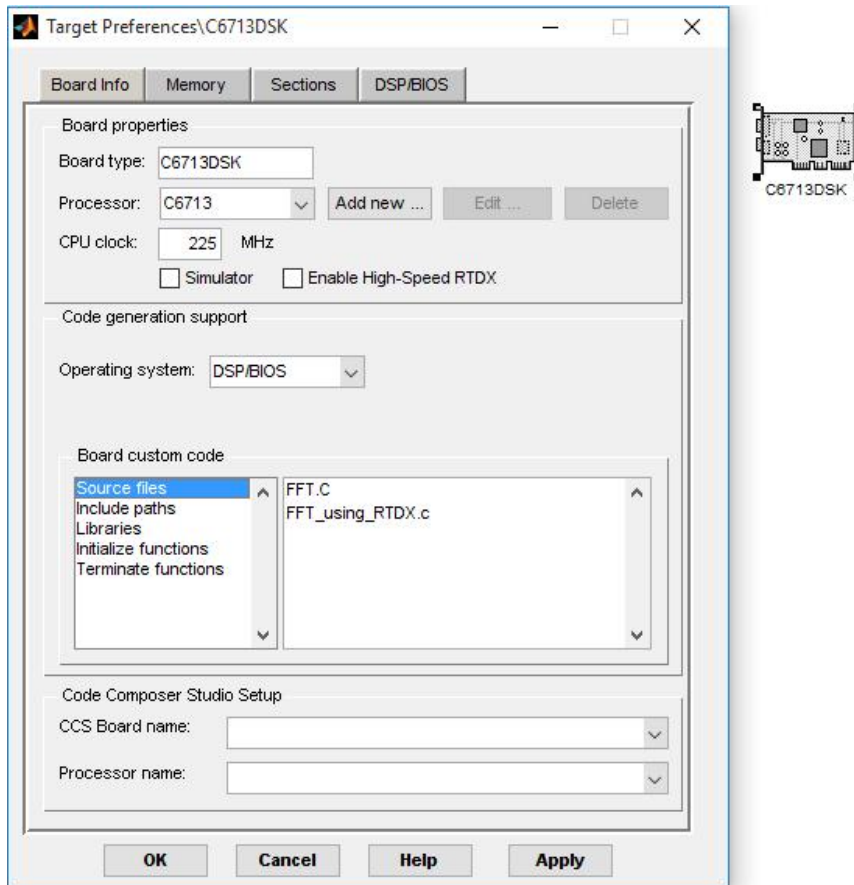


Figure III-13 Configuration bloc c6713DSK

On ajoute in include path les cible des files < include > suivant

- DSK6713_aic23.h
- TARGET.h
- c6713dsk.h
- C6713dskinit.h

On ajoute in source file les cibles des files .c suivant

- FFT_using_RTDX.c
- FFT.C

Configuration bloc TO RTDX

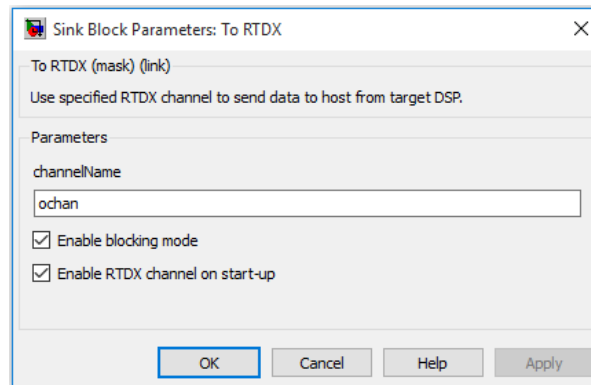


Figure III-14 Configuration bloc TO RTDX

Ce bloc utilise le temps réel pour envoyer les données vers la carte DSP pour calculer la FFT

Configuration du bloc From RTDX

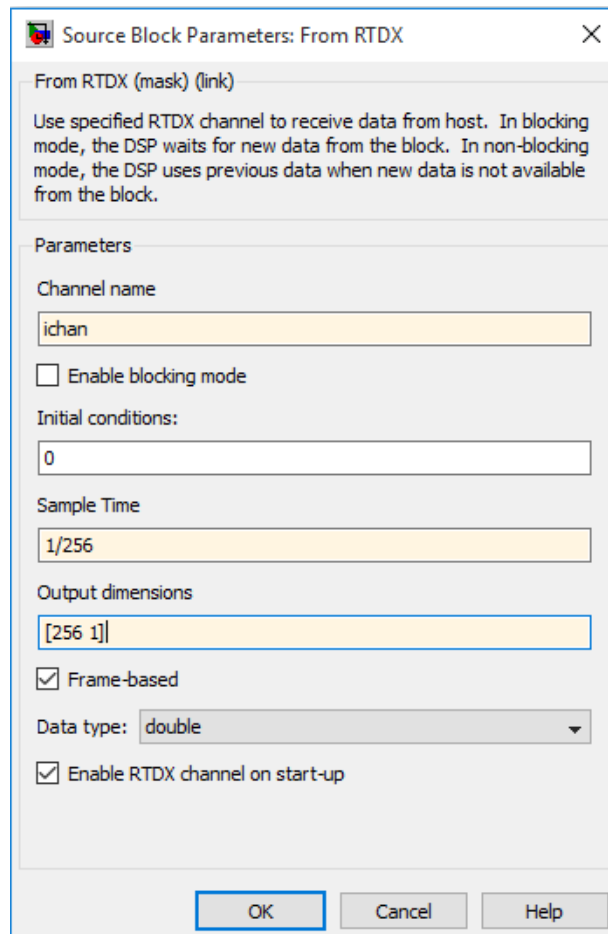


Figure III-15 Configuration bloc From RTDX

III.5 -Résultant

La figure représente la constellation du signal d'entrée, générée par le modulateur QPSK.

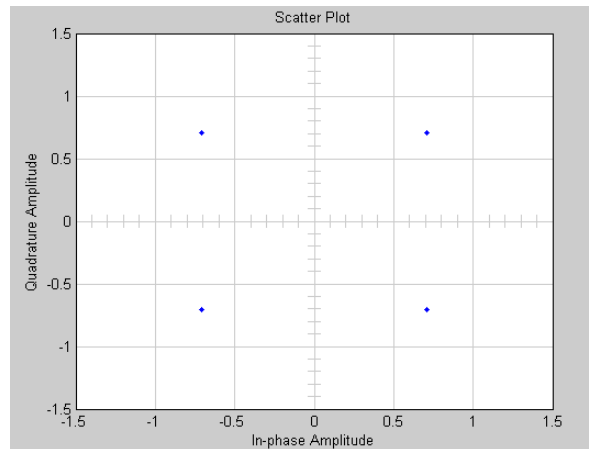


Figure III-16 Constellation de l'entrée

Avec un SNR=20db on observe que les points de constellation varient mais pas autant pour être considérer erronés.

Ils appartiennent aux régions de décision convenables

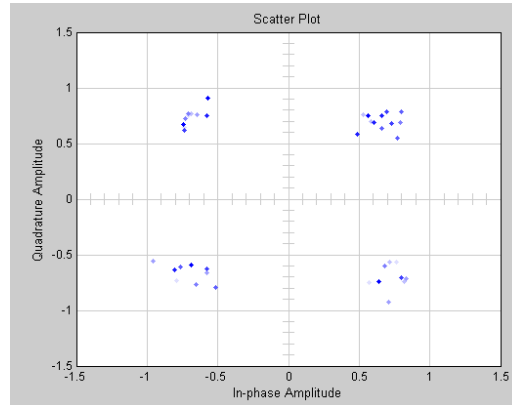


Figure III-17 Constellation de la sortie SNR=20db

Avec un SNR=10db on observe que les points de constellation varient

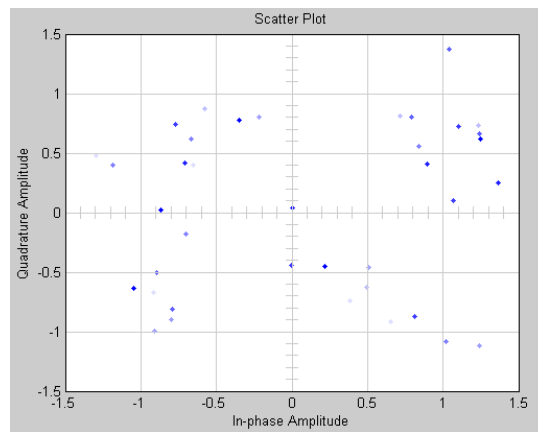


Figure III-18 Constellation de la sortie SNR=10db

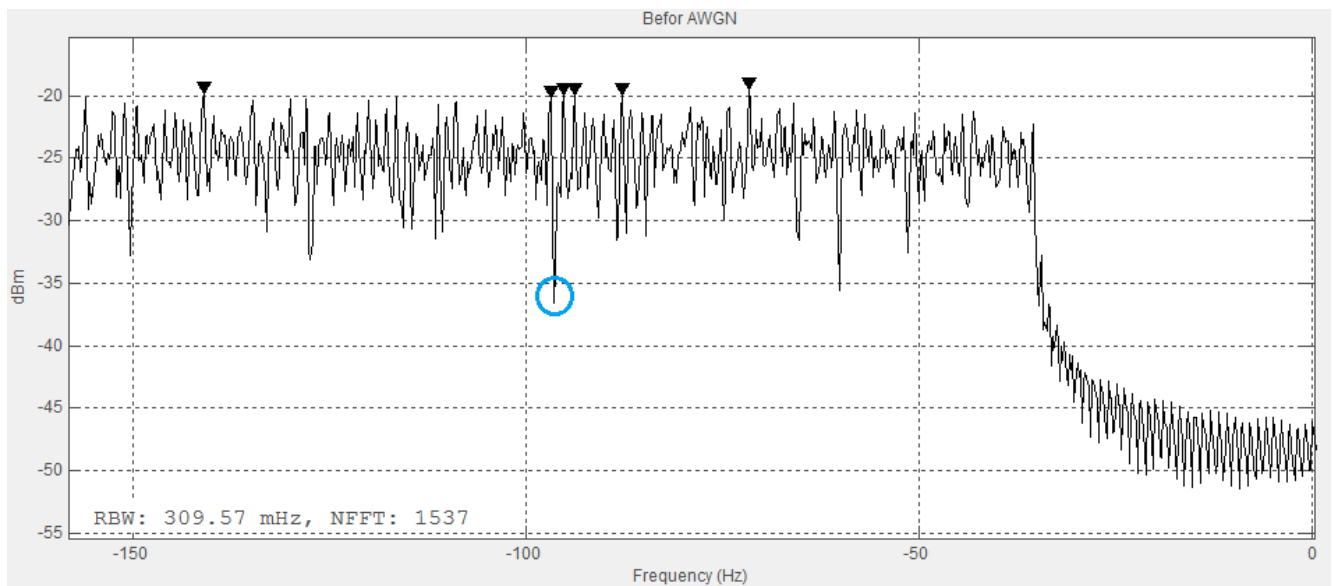


Figure III-19 Représentation spectrale du signal OFDM à l'entrée du canal

A ce niveau on peut visualiser les sous-porteuses à l'entrée du canal :

- Chaque pic représente une sous-porteuse
- Les 6 pics (en noir) à grande amplitude représentent les sous-porteuses pilotes
- Le pic (en bleu) à faible amplitude représente la sous-porteuse centrale.

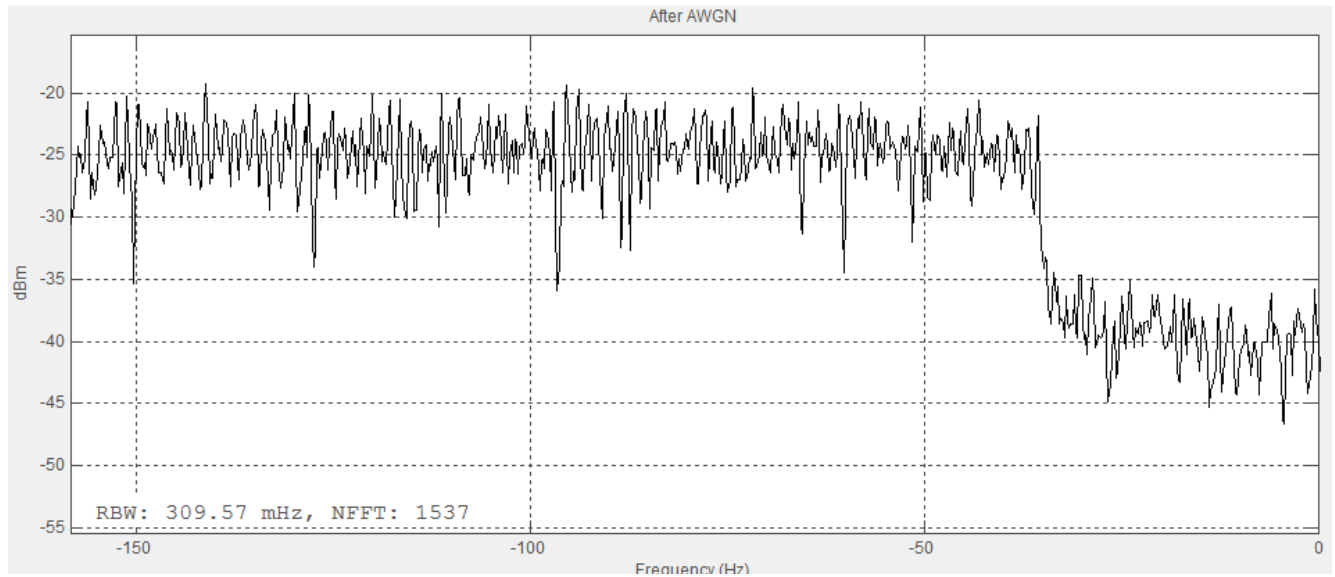


Figure III-21 Représentation spectrale du signal OFDM à la sortie du canal avec SNR=20db

A la sortie du canal, on remarque que le signal n'est pas dégradé par le bruit introduit au niveau du canal.

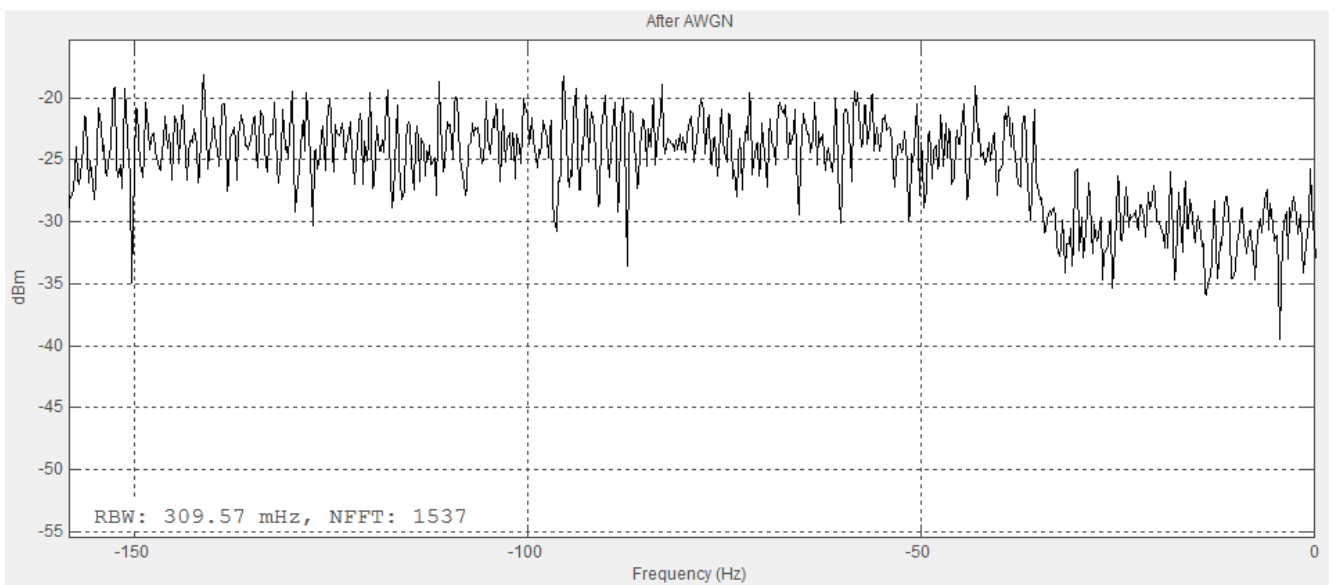
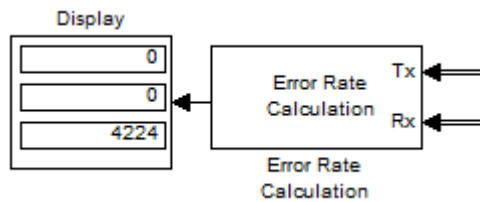


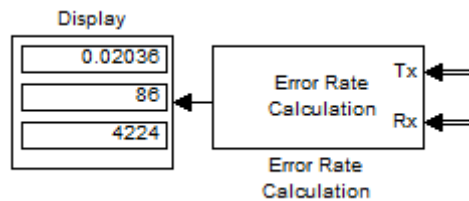
Figure III-20 Représentation spectrale du signal OFDM à la sortie du canal avec SNR=10db

A la sortie du canal, on remarque que le signal est dégradé par le bruit introduit au niveau du canal



**Figure III-22 le taux d'erreur binaire
SNR=20**

Le nombre des bits erronés est égale à 0 à la valeur de SNR=20db



**Figure III-23 le taux d'erreur
binaire SNR = 10**

Le nombre des bits erronés est égale à 86 bits à la valeur de SNR=10db

III.6 -Conclusion

Nous avons utilisé Simulink pour la génération des données et la modulation en bande de base et introduit la carte DSKC6713 pour calculer IFFT en temps réel a la place du bloc IFFT Simulink

L'Implémentation de la technique OFDM revient à implémente IFFT/FFT aux niveaux de la chaine émission et réception

Nous avons simulies cette technique sur Matlab Simulink les résultant obtenus montre que le taux d'erreur bits est nulle pour un rapport signal sur bruit de 20 db et reste faible et pour 10db la probabilité d'erreur $P_e = 0.02$, ce qui de montre efficacité de cette technique



Conclusion Générale

Conclusion générale

Avec le besoin grandissant des services de télécommunications sans fil à grande vitesse, l'OFDM a suscité des intérêts croissants en raison de sa robustesse aux évanouissements par trajets multiples et sa capacité de réaliser une efficacité élevée de transmission. Les excellentes performances de l'OFDM ont justifié son adoption dans plusieurs standards pour les systèmes sans fil actuels et futurs

Nous avons présenté les principes d'utilisation, le fondement de cette technique ainsi que ses performances

Nous avons utilisé Simulink pour la génération des données et la modulation en bande de base et introduit la carte DSKC6713 pour calculer IFFT en temps réel à la place du bloc IFFT Simulink

Le résultat est récupéré par Simulink. Le flux de données suit le parcours de son chemin suivant le schéma établi en simulation

Pour réaliser le transfert des données de Simulink vers la carte DSK nous avons procédé à la configuration des block Simulink chargé du transfert des données vers logiciel CCS (code composer studio) qui lui à son tour transfert les données vers la carte DSK C6713

Des tests ont été effectués avec succès en travaillant avec format de données short. Cependant nous avons rencontrés certains problèmes d'incompatibilité de formats entre Matlab/Simulink et CCStudio en envoyant les données en format double. Nous proposons en perspective de résoudre ce problème en échangeant des données en format complexe

Comme perspective nous proposons l'étude et l'implémentation de l'OFDM dans le cas Multi-input Multi-output (MIMO)



Annexe

1. Rappels mathématiques

1.1. Notion d'orthogonalité dans espace fonctionnel

Deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ sont orthogonales sur $[a,b]$ et forment une base de l'espace fonctionnel considéré si :

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0$$

L'intégrale définit le produit scalaire dans cet espace fonctionnel, et l'intervalle $[a,b]$ représente le domaine sur lequel porte l'étude. Dans ces conditions, ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a,b]$ et n'interfèrent donc pas l'une avec l'autre ; elles sont linéairement indépendantes. Enfin, une base fonctionnelle à N dimensions est construite à partir de N fonctions $f(t)$, $g(t)$, $h(t)$, ... etc. orthogonales entre elles.

1.2. Base orthogonale dans un espace paramétré en temps

Nous considérons des fenêtres rectangulaires espacées avec un intervalle de garde Δ sur un intervalle de temps t entre a et b . Ces fonctions (fenêtres rectangulaires) sont linéairement indépendantes. La figure ci-dessous nous illustre un exemple de telles fonctions.

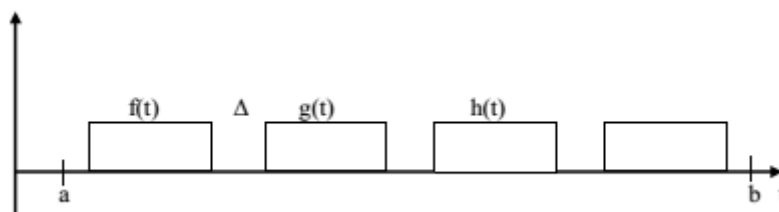


Figure I 1: Base Orthogonale en Temps

Il est évident que

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0$$

Et que

$$\int_a^b g(t)h(t)dt = 0 \quad \text{etc ...}$$

Donc, ces fonctions forment une base orthogonale à N dimension (autant que de fonctions sur le segment temporel $\{a,b\}$) dans un espace fonctionnel à N dimension, paramétré en temps sur un support $\{a,b\}$.

1.3. Base orthogonal dans un espace paramétré fréquence

La transformée de Fourier (TF $\{.\}$) de la fonction porte d'amplitude A et de largeur T_U est un sinus cardinal comme en équation (I-2) :

$$TF = \{A\Pi_{T_U}(t)\} = A \frac{\sin(\pi f T_U)}{\pi f} = AT_U \text{sinc}(f T_U)$$

Il est donc possible d'associer à une base orthogonale temporelle de fonctions porte $\Pi_{T_U}(t)$, une base orthogonale fréquentielle de sinus cardinaux par une transformation de Fourier de chaque porte. La figure I-2 représente un exemple de base orthogonale en fréquence dérivée de la base orthogonale en temps décrite précédemment.

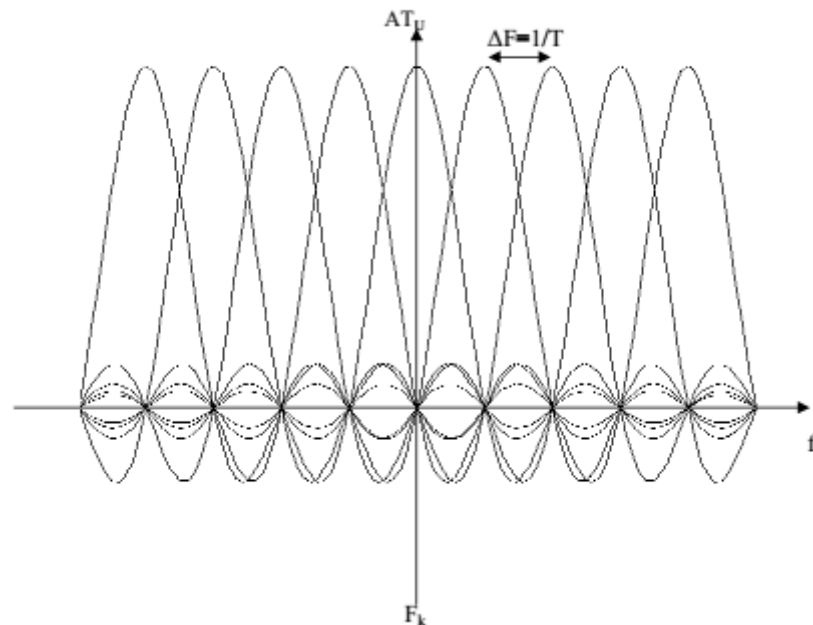


Figure I 2: Base orthogonale en fréquence

L'espacement en fréquence entre les N sinus cardinaux (sous-porteuses) est défini par $\Delta F = 1/T_U$.

2. Le procédé de modulation numérique

Ce procédé de modulation numérique représente la mise en œuvre d'une modulation numérique telles que la B/Q-PSK (Binary/Quadrature Phase Shift Keying) et la M-QAM (M-Quadrature Amplitude Modulation).

Pour mieux comprendre la modulation numérique, nous devons tout d'abord donner quelques définitions nécessaires.

2.1. Le symbole

C'est un élément d'un alphabet, si M est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit : M-aires, si M=2, le symbole est dit binaire.

2.2. Un alphabet

Le regroupement sous forme d'un bloc de n symboles binaires indépendants représente un alphabet de taille M, avec $M=2^n$.

Ainsi un symbole M-aires véhicule l'équivalent de $n=\log_2(M)$ bits.

R : La rapidité de Modulation

$$R = \frac{1}{T}$$

R : exprimé en bauds

Avec T : durée de transmission d'un symbole

D : le nombre de bit transmis par second

$$D = \frac{1}{T_b}$$

Avec : T_b durée d'un bit

Pour un alphabet M-aires, on a la relation fondamentale :

$$T = nT_b \quad \Rightarrow \quad D = \frac{1}{T_b} = \frac{n}{T} = nR$$

La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit (BER : bit error rate)

$$BER = \frac{\text{Number de bits faux}}{\text{Number de bits transmis}}$$

L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre

$$\eta = \frac{D}{B} \quad \text{Bit/sec/Hz}$$

D : débit binaire.

B : la largeur de la bande occupée par le signal modulé.

Pour un signal utilisant des symboles M-aires, on aura :

$$\eta = \frac{1}{T * B} \log_2 M \quad \text{Bit/sec/Hz}$$

Pour B et T donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole, $n = \log_2 M$.

2.3. Diagramme de constellation

C'est une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $C_k = a_k + jb_k$ qui permet de différencier chaque type de modulation.

Le choix de la répartition des points dépend des critères suivants :

- Il faut respecter une distance minimale d_{\min} entre les points représentatifs de ces symboles :

$$d_{\min} = \min(d_{ij})_{i \neq j} = |c_i - c_j|$$

- Plus cette distance est grande et plus la probabilité d'erreur sera faible. Les critères de choix d'une modulation sont :
 - ✓ La constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.
 - ✓ L'occupation spectrale du signal modulé.
 - ✓ La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation).

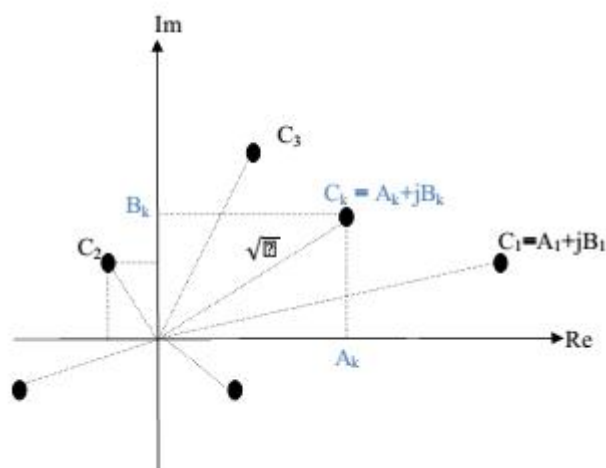


Figure I 3: Définition d'une constellation numérique

3. La Modulation QAM (modulation d'amplitude en quadrature)

En Anglais, quadrature Amplitude modulation, c'est une modulation dite bidimensionnelle, elle est utilisée si le nombre de points M représente le nombre d'états. La QAM présente une enveloppe non constante qui peut atteindre une efficacité élevée de la bande passante que celle de la MPSK avec la même puissance moyenne du signal. La QAM est largement utilisée dans les modems désignés aux canaux téléphoniques. Soit :

$$c_k = a_k + jb_k$$

Les a_k : représentent un mot de n bits.

Les b_k : représentent un mot de n bits.

Le symbole complexe c_k représente un mot de 2n bits

$$c(t) = \sum_k c_k g(t - kT) = \gamma_k(t) = \alpha_k(t) + j\beta_k(t)$$

$$KT < t < (k + 1)$$

C(t) est le signal modulant. La modulation QAM transforme ce signal C(t) en un signal modulé m(t) tel que :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k \gamma_k(t) e^{-j\omega_0 t + \varphi_0} \right]$$

La fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase ω_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Le signal m(t) s'écrit plus simplement :

$$m(t) = \sum_k \alpha_k(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k \beta_k(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Ou encore

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin$$

En posant :

$$a(t) = \sum_k \alpha_k(t) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k \beta_k(t)$$

$a(t)$ signal modulant, module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et $b(t)$ module la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$

3.1.Exemple d'un constellation 16-QAM et 64-QAM

La figure I-4 représente le diagramme de constellation pour 16-QAM et 64-QAM, où chaque point de cette constellation est codé soit en binaire soit en Gray.

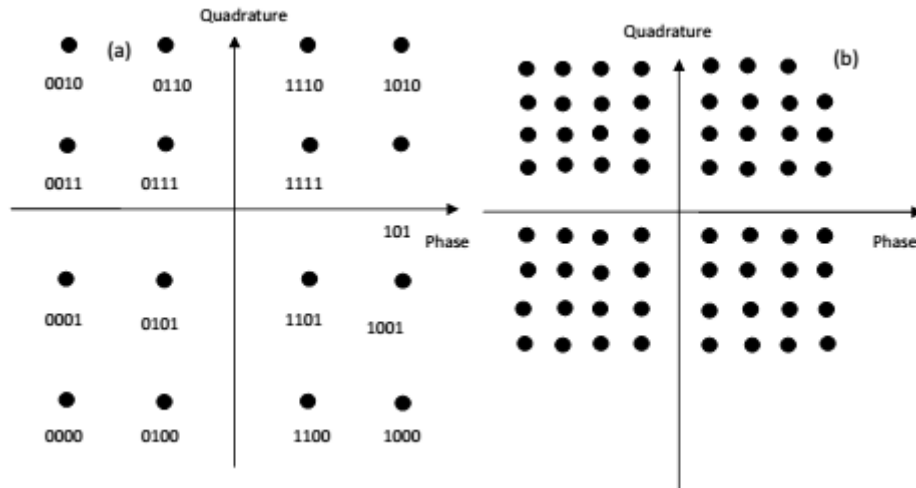


Figure I 4: (a)constellation 16-QAM (b) constellation 64-QAM



Références

- [1] **J. Glossner, J. Moreno, M. Moudgill, J. Derby, E. Hokenek, D. Meltzer, U. Shvadron, and M. Ware**, "Trends in Compilable DSP Architecture," Proc. IEEE Workshop Signal Processing Systems, pp. 181-199, 2000.
- [2] **B.R. Wiese and J.S. Chow**, "Programmable Implementations of xDSL Transceiver System," IEEE Comm. Mag., vol. 39, pp. 114- 119,2000.
- [3] **J.G. Cousin, M. Denoual, D. Saille, and O. Sentieys**, "Fast ASIP Synthesis and Power Estimation for DSP Application," Proc. IEEE Workshop Signal Processing Systems, pp. 591-600, 2000.
- [4] TMS320C62xx User's Manual, Texas Instruments Inc., Dallas, TX, 1997.
- [5] **W.-S. Gan**, "Teaching and Learning the Hows and Whys of Real-Time Digital Signal Processing," IEEE Trans. on Education, vol. 45, no. 4, pp. 336–343,2002.
- [6] **Jacob Fainguelernt and Arie Yeredor**, "Bridging the gap between dsp theory and real-time implementation," in European DSP Education and Research Symposium (EDERS2004), Birmingham, United Kingdom, IEEE and TI,2004.
- [7] **W.-S. Gan, Y.-K. Chong, W. Gong, and W.-T. Tan**, "Rapid Prototyping System for Teaching Real-Time Digital Signal Processing," IEEE Trans. on Education, vol. 43, no. 1, pp. 19–24,2000.
- [8] **W. S. Gan and S.M. Kuo**, "Transition from Simulink to MATLAB in Real-Time Digital Signal Processing Education," The International Journal of Engineering Education, vol. 21, no. 4, Special issue on MATLAB and Simulink in Engineering Education,2005.
- [9] **GLAVIEUX Alain and JOINDOT Michel**, "**Communications numériques**", Paris, Masson, 1996.
- [10] **BIC J.C. and DUPONTEIL D. and IMBEAUX J.C.**, "Eléments de communications numériques, Transmission sur fréquence porteuses", Paris, Dunod, 1986.
- [11] **F.de COULON**, "Théorie et traitement des signaux", Paris, Dunod, 1984
- [12] **LAWRENCE E. LARSON, RF and Microwave** "Circuit Design for Wireless Communications", Boston London, Artech House, 1996
- [13] **John G. PROAKIS**, "Digital communications", USA, McGraw-Hill 1989
- [14] **Michel DEGAUQUE**, "Transmission numérique sur porteuse" : ASK, FSK et PSK. Probatoire du CNAM de Bordeaux, juillet 1998.
- [15] : **Alagha, Pujolle, Vivier**. "Réseaux de Mobile et Réseaux sans fil". Eyrolles, 2001.
- [16] : **Khaldoun Alagha & Co**. "Réseaux sans fil et mobile". Lavoisier, 2004.

-
- [17] : **Ajay R. Misha**. "Fundamentals of cellular Network Planning and optimization 2G/2,5G/3G... Evolution to 4G". John Wiley & Sons, 2004.
- [18] : **T. Miki, T. Ohya, H. Yoshino and N. Umeda**. " The overview of the 4th Generation Mobile Communication System ". Fifth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, 06- 09 Dec 2005, Page(s):1600 – 1604.
- [19] : **Marcos Katz, and Frank H.P Fitzer**. "On the Definition of the Fourth Generation Wireless Communication Networks: The Challenges Ahead". International Workshop On Convergent Technologies (IWCT), Oulu, Finland, June 2005.
- [20] : **Salvatore Ragusa**. "Ecrêtage inversible pour l'amplification Non-linéaire des signaux OFDM dans les terminaux mobiles 2006". Thèse doctorale, Université JOSEPH FOURIER Juin 2006.
- [21] : **Uma Shanker, Jha Ramjee Prasad**. "OFDM Towards Fixed and mobile Broadband wireless Access". Artech House 2007.
- [22] : **Henrik schulze and Christian Lüders**. "Theory and application of OFDM and CDMA ". John Wiley & sons, 2005.
- [23] : **Wayne Tomasi**. "Advanced Electronic communications systems". Third edition, Prentice Hall International, 1994.
- [24] : **Fuqin Xiong**. "Digital Modulation Techniques". Artech house, 2000.
- [25] : **Ye (Geoffrey) LI, Gordon Stuber**. "Orthogonal Frequency Division multiplexing for wireless communication". Georgia institute of technology, 2006.
- [26] : **L. Hanzo and T. Keller**. "OFDM and MC-CDMA. A Primer". IEEE Communications Society, Sponsor, 2006.
- [27] : **Ahmed R. S Bahai/Burton R. Saltzberg/Mustafa Ergen**. "Multicarrier Digital Communication System, Theory and Application of OFDM". Second Edition Springer Science, 2004.
- [28] : **Ramjee Prasad**. "OFDM for wireless communication system". Artech house, 2004.
- [29] : **Eric Phillip LAWREY BE (Hons)**. "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM". Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering Thesis, science School of Engineering, James Cook University, December 2001.
- [30] : **Tellado m J**. "Peak to average power reduction for multi-carrier modulation". PhD thesis, Stanford University, Sept 1999.
- [31] : **Carole Devlin, A. Zhu and T. J. Brazil**. "Peak to Average Power Ratio Reduction Technique for OFDM Using Pilot Tones and Unused Carriers". *The IEEE Radio and Wireless Symposium*, Orlando, FL, USA, January 2008.
- [32] : **Angela Doufexi, Simon Armour, Andrew Nix and Mark Beach**. "Design considerations and Initial Physical Layer Performance Results for a space Time coded OFDM 4G cellular

- Network". 13th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, (IEEE), Volume1 pp 192-196, Lisbon, Spain Sep2002.
- [33] : **Jihad Qaddour**. "High Peak to Average Ratio Solution in OFDM, of 4G Mobile Systems". Proceedings of the 2006 international conference on Wireless communications and mobile computing IWCMC'06 Pages: 337 - 342 July 3 6, 2006, Vancouver, British Columbia, Canada.
- [34] : www.agilent.com
- [35] **GLAVIEUX Alain, JOINDOT Michel** "Communications numériques" Paris, Masson 1996.
- [36] **BIC J.C, DUPONTEIL D, IMBEAUX J.C** "Eléments de communications numériques, Transmission sur fréquence porteuses" Paris, Dunod, 1986.
- [37] **Michel DEGAUQUE** "Transmission numérique sur porteuse : ASK, FSK et PSK" Probatoire du CNAM de Bordeaux, juillet 1998.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER EN
ELECTRONIQUE

OPTION : SYSTEM TELECOMMUNICATION NUMERIQUE

Proposé et dirigé par : **Dr. BENAHCENE MADANI**

Présenté par : **THAMER FAROUK**

Thème

**Implémentation de technique OFDM en réel time en utilisant le processeur
DSP C6713**

Résumé :

Avec les progrès récents des communications numérique sans fil, le besoin d'une grande vitesse de transmission de données s'impose. Le multiplexage par division en fréquences orthogonales (OFDM) est une alternative due à sa robustesse contre les évanouissements sélectifs en fréquence et sa résistance aux interférences inter symboles (ISI). Qui est un problème commun dans la communication de données à grande vitesse

Cette mémoire décrit l'implémentation en temps réel d'un système OFDM en utilisant Simulink du Matlab, processeur DSP TMS320C6713 et Code Composer Studio. L'interface matérielle convertit le signal en bande de base du PC vers le processeur DSP. Les performances de l'émission et de la réception sont évaluées en temps réel en utilisant le Transfert des Données en Temps Réel (RTDX)

Mots clés

OFDM, DSP, DSK6713, RTDX, Real Time, MATLAB, Simulink, digital signal processing

N° d'ordre : **14/D11/ELN25**