République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Dr YAHIA FARES de Médéa

Faculté des sciences et de la technologie

Département du Génie électrique et de l'informatique



Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de Master en génie électrique

Option : Systèmes de Télécommunications

THÈME :

Étude et Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM

Présenté par :

LABIDI Fethia

ADOUL Salima

Encadré par :

Mr. MIMEN Bakhti

Promotion 2012-2013



Remerciements

Nous tenons avant tout de remercier « ALLAH» quinous a donné la volonté et le courage pour réaliser cemodeste travail.

À travers ce modeste travail, nous tenons à remerciervivement notre promoteur Mr. MIMEN Bakhti pour l'intéressante documentation qu'il a mis à notre disposition, pourses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'ilnous a apporté durant notre étude et réalisation de ce projet.

Que les membres de jury trouvent ici l'expression de nossincères remerciements pour l'honneur qu'ils nous font enacceptant de juger notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous lesprofesseurs et enseignants qui ont collaboré à notre formationdepuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycleuniversitaire.

*Sans*omettre bien sûr de remercier profondément tous ceuxqui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présenttravail.





Dédicaces

On dit souvent que le trajet est aussi important que la destination. Les cinq années de maîtrise m'ont permis de bien comprendre la signification de cette phrase toute simple. Ce parcours, en effet, ne s'est pas réalisé sans défis et sans soulever de nombreuses questions pour lesquelles les réponses nécessitent de longues heures de travail.

Je dédie ce mémoire de fin d'études:

A mes très chers parents Khaladi et Fatma qui m'ont éclairé mon chemin et qui m'ont encouragé et soutenus tout au long de mes études.

A mes frères Rabeh et Morad,ainsi que masoeur :habiba

A mon binôme Fethia

A mon amie intime FATIMA celle qui a toujours été présente pour me soutenir et m'encouragé.

A mes chères amies Meriem et Khadija et F. Zohra

A toutes les personnes qui m'ont aidé de
près ou de loin par le fruit de leur connaissance pendant
toute la durée de mon parcours éducatif

Merci du fond du cœur

SALIMA





Dédicaces

Au nom d'Allah le Miséricordieux le très miséricordieux.

Je dédie ce modeste travail :

À mon très cher père, merci papa pour être mon guide sur cette terre,

À la meilleure mère de la terre, celle de qui je suis très fière, la maman parfaite qui est toujours prête à se sacrifier pour le bonheur de ses enfants,

À ma grande mère Hadda que j'aime beaucoup et à toutes mes tantes,

À mes frères Mohammed Hakim et Redah et à mes deux sœurs Sarah et Saïda

À toutes mes cousines Amel ,Nassima ,NabilaDjamila ,Fatiha ,Nassima et Fatima

À toutes mes amies : fifi, akila, zozo, lamia, laila, Nabila, hizia, Fatima, hakima, amina, houda et zola,

À mes chers petits ritadj, niri, aya et Mohammed,

À tous les étudiants de télécom, surtout mon binôme Salima et toute sa famille

Et à ceux que j'aime et qui m'aiment

FETHIA



TABLE DES MATIÈRES

Table des matières :……
Liste des figures :……
Abbreviation :.....

Introduction générale :……1

Chapitre I : Quelques notions Fondamentales des télécommunications

I.1 Introduction :……2

I.2 Système de communication numérique :…….2

I.3 Canal de transmission :…….3

I.4 Capacité d'un canal :……..4

I.5 Types de systèmes de transmission :…….4

I.5.1 Système de transmission guidée :……...5

I.5.1.1 Système de transmission par câble de cuivre :……....5

I.5.1.2 Systèmes de transmission par fibre optique :……..5

I.5.2 Système de transmission en espace libre :……..7

I.5.2.1 Système cellulaire (GSM, UMTS, GPRS) :……7

I.5.2.2 Systèmes de transmission par satellite :……8

I.5.2.3 Systèmes de réseaux sans fil :……10

I.6 Systèmes de modulations :……...11

I.6.1 Modulation Numériques :……12

I.6.2 Les diagrammes de constellation de phase :……..14

I.6.2.1 La modulation en Quadrature de phase (QPSK) :……14

I.6.2.2 La modulation 16QAM :……...15

I.7 Modulations Multi-porteuses :…….16

I.7 Conclusion :……16

Chapitre II : Modulation et Démodulation OFDM

II.1 Introduction :……17

II.2 Modulation multi porteuse OFDM :……..17

II.2.2 Principe de la modulation :…….18

II .2.3 Principe de la démodulation :……21

II.3 Structure de trame d'OFDM :……...22

II.4 Notion d'orthogonalité :……...24

II.4.1 Orthogonalité temporelle :…….24

II.4.2 Orthogonalité fréquentielle :……..24

II.5 ISI, ICI et le préfixe cyclique :……..25

II.6 Système OFDM :……..26

II. 7 Étude de l'émetteur OFDM :……28

II.7.1 Conversion série – parallèle :…….28

II.7.2 Mapping :……...28

II.7.2.1 Modulation à déplacement de phase en quadrature (QPSK) :……29

II.7.2.2 Modulation en quadrature d'amplitude (QAM) :……...30

II.7.3 Transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) :…….32

I1.7.4 Insertion de l'Intervalle de garde :……32

II.8 Récepteur OFDM :……33

II.8.1 La suppression de l'intervalle de garde :……33

II.8.2 Transformée de Fourier rapide (FFT) :……...33

II.8.3 Le demapping :……33

II.9 Avantage et inconvénient de l'OFDM:……..34

II.10 Conclusion :……..35

Chapitre III : Implémentation du système OFDM et résultats de simulations

III.1 Introduction :…….36

III.2 Configuration des paramètres de simulation Simulink :……...36

III.2.1 Groupement des blocs :……..36

III.2.2 Fenêtre de configuration des paramètres pour la simulation sous Simulink :……38

III.3 Réalisation de la chaîne de transmission OFDM sous Simulink :……39

.III.3.1 Système OFDM :…….39

III.3.2 Modulateur OFDM :…….39

III.3.3 Démodulateur OFDM :……..40

III.4 Modulation en Quadrature d'Amplitude (M-QAM) :……..41

III.5 Modulation à saut de phase M-PSK :……...43

III.6 L'OFDM à base de M-PSK :……43

III.7 Modulation et démodulation OFDM à base de M-PSK :……46

III.8 Diagramme de constellation :……..48

III.8.1 Diagramme de constellation pour les émetteurs M-QAM :……..48

III.8.2 Diagramme de constellation pour les Récepteurs M-QAM …… :……50

III.8.3 Diagrammes de constellation pour les émetteurs M-PSK :…….58

III.8.4 Diagramme de constellation des Récepteurs M-PSK …… :……60

III.8.5 Récepteur OFDM à base de M-PSK ……68

III. 8.6 Les spectres de signal OFDM-M_PSK ……70

III.9 Représentation des courbes d'évolution du BER en fonction du SNR :……..73

III.10 Conclusion :……...77

Conclusion générale :……..78

Bibliographie :.....

Annexe .....

Liste des figures :

Figure (I.1) :	Schéma classique d'un système de communication numérique	2
Figure (I.2) :	Modèle du canal AWGN	4
Figure (I.3) :	Les types de fibre optique monomodes et multi-modes	6
Figure (I.4) :	système de transmission par satellite	9
Figure (I.5) :	représentation graphique de l'enveloppe complexe	14
Figure (I.6) :	diagramme de constellation de la modulation QPSK	15
Figure (I.7) :	diagramme de constellation de la modulation 16QAM	15
Figure (II.1) :	Spectres des Multiplexages FDM et OFDM	18
Figure (II.2):	Schéma de principe du modulateur OFDM	19
Figure (II.3) :	Spectres des différentes porteuses	20
Figure (II. 4) :	Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses	20
Figure (II. 5) :	Schéma de principe du démodulateur OFDM	22
Figure (II. 6):	Spectre du signal OFDM	25
Figure (II.7) :	Interférence entre le symbole i et i-1	26
Figure (II.8) :	Un système de transmission OFDM.	29
Figure (II.9):	Constellation 4-QAM (QPSK), 16-QAM et 64-QAM.	30
Figure II.10 (a, b) :	Diagrammes de constellation QPSK ; (c) Modulation QPSK	31
Figure (II.11) :	Diagramme de constellation QAM à 16 états.	33
Figure (III. 1) :	Blok de source	37
Figure (III. 2) :	Sink bloc	38

Figure (III. 3) : Fenêtre de paramètre de configuration pour la simulation de Simulink. 38

Figure (III.4) : Modèle de simulink de système OFDM 39

Figure (III. 5) : Modulateur OFDM 40

Figure (III.6) : démodulateur OFDM 41

Figure (III.7): Modulation Amplitude Quadrature (2-QAM) 42

Figure (III. 8) : Modulation à saut de phase binaire (BPSK) 43

Figure (III.9): OFDM –QPSK 46

Figure (III.10): OFDM -8PSK 47

Figure (III.11): OFDM -16-PSK 47

Figure (III.12): diagramme de constellation d'émetteur pour M-QAM 49

Figure (III.13) : diagramme de constellation de récepteur pour 2-QAM 50

Figure (III.14) : diagramme de constellation de récepteur pour 4-QAM 51

Figure (III-15) : diagramme de constellation de récepteur pour 8-QAM 52

Figure (III.16): diagramme de constellation pour 16-QAM 53

Figure (III.17) : diagramme de constellation pour 32-QAM 54

Figure (III-18): diagramme de constellation pour 64- QAM 55

Figure (III-19): diagramme de constellation pour 128- QAM 56

Figure (III-20): diagramme de constellation pour 256- QAM 57

Figure (III.21) : diagramme de constellation d'émetteur pour M-PSK 59

Figure (III-22): diagramme de constellation pour le récepteur BPSK 60

Figure (III-23) : diagramme de constellation pour QPSK 61

Figure (III-24): diagramme de constellation pour 8-PSK 62

Figure (III-25) : diagramme de constellation pour 16-PSK 63

Figure (III-26) : diagramme de constellation pour 32-PSK 64

Figure (III-27) : diagramme de constellation pour 64-PSK 65

Figure (III-28) : diagramme de constellation pour 128-PSK 66

Figure (III-29) : diagramme de constellation pour 256-PSK 67

Figure (III.30) : diagramme de constellation pour OFDM-QPSK 68

Figure (III.31) : diagramme de constellation pour OFDM-8PSK 68

Figure (III.32) : diagramme de constellation pour OFDM-16-PSK 69

Figure(III.33) : les spectres de signal OFDM-QPSK 70

Figure(III.34) : les spectres de signal OFDM-QPSK 71

Figure(III.35) : les spectres de signal OFDM-QPSK 72

Figure (III.36) : BER en fonction du SNR pour différentes modulations M-PSK 75

Figure (III.37) : BER en fonction du SNR pour différentes modulations M-QAM 75

Figure (III.38) : BER en fonction du SNR pour différentes modulations (128-PSK, 256-PSK, 128-QAM, 256-QAM) 76

Figure (III.39): BER en fonction du SNR pour différentes modulations OFDM (QPSK, 8-PSK, 16-PSK) 76

Liste des Tableaux :

Tableau (II.1): Paramètres OFDM pour les trois modes de transmission 23

Tableau (III.1): Paramètres les différents modulations -M_QAM 42

Tableau (III.2) : Paramètres du système OFDM (QPSK, 8PSK, 16PSK) 45

Tableau (III.3) Résultat du BER en (%) pour divers niveaux du SNR et pour différentes types de modulation M-QAM. 73

Tableau (III.4): Résultat du BER en (%) pour divers niveaux du SNR et pour différentes types de modulation M-PSK 74

Tableau (III.5): Résultat du BER en (%) pour divers niveaux du SNR et pour différentes types de modulation M-PSK 74

Abbreviation:

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CP	Cyclic Prefix
ADC	Analog to Digital Converter
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-T	Digital Video Broad casting terrestrial
DVB-H	Digital Video Broadcasting
DAB	Digital audio Broadcasting
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM
FFT	Fast Fourier Transform
FDD	Frequency Division duplex
FDM	Frequency Division Multiplixing
GSM	Global System for Mobile communications
GPRS	General Packet Radio Service
GEO	Geostationary Earth Orbit
HSCSD	High Speed Circuit Switched Data
IQ	In phase and Quadrature
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ICI	Inter-Channel Interférence
ISI	Inter-Symbol Interférence
IMT	International mobile télécommunication
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform

IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
LEO	Low Earthorbit
MTC	Multi –Tonechannel
MCM	Multi-Carrier Modulation
MEO	Medium EarthOrbit
NTSC	National Television System commune
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PLA	Phase Alternating Line
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SNR	Signal to NoiseRatio
UMTS	Universel Mobile Télécommunications System
TDD	Time Division Multiplexions
UIT	Union International des Telecommunication
WPAN	Wireless Personal Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
WIF I	Wireless Fidelity
WECA	Wireless Ethernet Compatibility Alliance
WIMAX	World wide Interoperability for Micro wave Access

ملخص

تستند أنظمة (OFDM) على مبدأ التحويرات ذات التردد المتعامد. هذه الطرق تعمل جوهريا بشكل كتلة حيث غالبا ما يتم التشكيل بواسطة (TFDI).إن إدخال فترة الحراسة ذات مدة زمنية اكبر من مدة تأخير انتشار القناة يلغي التداخل بين الرموز (ISI) التي تم انتشارها خلال المرور عبر القناة. وأجريت الدراسة علي نسبة خطأ البيتات في حالة ألقناة (AWGN) وفقا لمعامل الضجيج (SNR).

مفتاح البحث: OFDM , OFDM ,MPSK, IFFT, FFT ,MQAM , BER, SNR

Résumé :

Les systèmes OFDM sont fondés sur le principe d'orthogonalité des fréquences des modulations. Ces méthodes fonctionnent intrinsèquement par bloc, où la modulation d'un bloc de symboles est réalisée le plus souvent par une Transformée de Fourier Discrète Inverse (TFDI). L'introduction d'un intervalle de garde de durée supérieure à l'étalement des retards du canal, permet d'éliminer l'Interférence Entre Symbole (ISI) générée lors du passage dans le canal. Et étude du taux d'erreur de bits a été effectuée en présence du canal AWGN suivant le taux SNR.

Mots clés : OFDM, FFT, IFFT, MPSK, MQAM, SNR, BER

Abstract :

OFDM Systems are founded on the principle of orthogonality of the frequencies of the modulations. These methods function intrinsically per block, where the modulation of a block of symbols is generally carried out by a Transform of Fourier Discret Reversed (TFDI). The introduction of an interval of guard of duration is higher than the spreading out of the delays of the channel, makes it possible to eliminate the Interference Between Symbol (ISI) generated at the time of the passage in the channel. And a study of the error rate of bits was carried out in the presence of channel AWGN according to SNR rate.

Key words: OFDM, FFT, IFFT, MPSK, MQAM, SNR, BER

Introduction générale

Introduction générale :

Les technologies de l'information et de la communication évoluent avec les besoins et les exigences du temps. Elles sont actuellement caractérisées par l'utilisation des techniques visant à améliorer de façon notable les performances des réseaux de communication offrant le transport de plus grandes capacités et de meilleures qualités d'informations. Dans les pays les plus avancés,les opérateurs doivent pouvoir offrir de nouveaux services pour générer plus de revenus étantdonné qu'ils ont déjà atteint un taux satisfaisant de télé densité. Ces services sont généralement liés par anticipation aux besoins des clients. Aux nombres de services on peutciter l'internet, la téléconsultation, le téléenseignement, la visioconférence, les règlements enligne, la vidéo à la demande, la télévision sur mobile et la visiophonie.

Tous ces besoins ont été, au cours des vingt dernières années, à l'origine de l'usage des systèmes multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Cettetechnique OFDM, est apparue à la fin des années 60 eta été exploitée avant les années 90. Sesqualités intrinsèques l'ont amené à être utilisé dans les normes de diffusion numérique deprogrammes radio (Digital Audio Broadcasting : DAB) et télévisés (Digital Video Broadcasting : DVB), pour la transmission de données à hauts débits sur lignes bifilaires(Asynchronous Digital Subscriber Line : ADSL) ainsi que pour des systèmes hauts-débits.

Les systèmes OFDM sont fondés sur le principe d'orthogonalité des fréquencesde modulation. Ces méthodes fonctionnent intrinsèquement par bloc, la modulation d'un bloc desymboles étant réalisée le plus souvent par une Transformée de Fourier Discrète Inverse(TFDI).Où l'introduction d'un intervalle de garde de durée supérieure à l'étalement des retardsdu canal, permet d'éliminer l'Interférence Entre Symbole (ISI) générée lors du passage dansle canal.

Ce mémoire est organisé comme suit :

- Dans le chapitre I, on donne quelques notions de base de systèmes de télécommunication.
- Le chapitre II sera consacré à la présentation générale des différents types de modulations existantes ainsi que le principe de la technique de modulation et démodulation OFDM.
- Dans le chapitre III, nous allons mettre en œuvre les différents types de modulation MQAM, MPSK et les modulations OFDM-MPSK en effectuant une étude des performances de ces dernières de point de vu BER et constellation en présentant les différents résultats obtenus.
- Finalement, nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre 1

Chapitre I :

Quelques notions Fondamentales des télécommunications

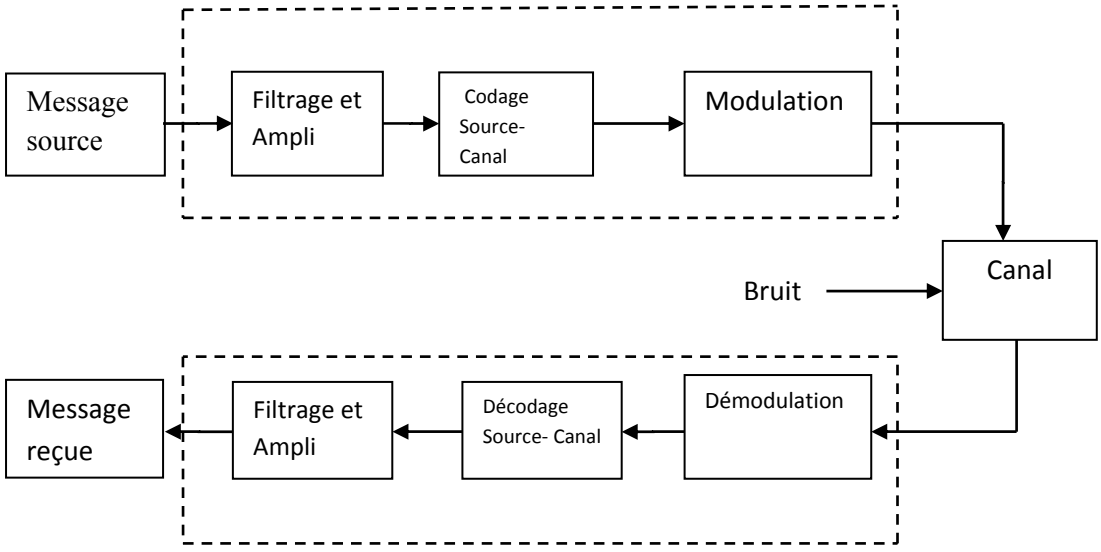
I.1 Introduction :

Actuellement, les réseaux de transmission sont nombreux, ils banalisent ce moyen de communication. Il serait maintenant possible de communiquer en tous lieux à tout moment, pour recevoir ou transmettre de la parole et des données. Les télécommunications sont devenues multimédias pour le grand public, elles transportent aussi bien le son que le texte ou l'image.

Nous allons commencer cette étude par décrire un système de transmission, puis Nous allons présenter les modulations numériques permettant de réaliser des radios communications .Nous allons présenter ensuite les architectures et les caractéristiques des différents éléments constituants ces systèmes.

I.2 Système de communication numérique :

Le système de transmission est constitué de deux parties principales qui sont l'émetteur et le récepteur où l'information transmise doit être acheminée à travers un canal qui peut subir des perturbations de bruit, comme le montre la figure(I.1).



Figure(I.1) : Schéma classique d'un système de communication numérique

a- Dans l'émetteur on trouve :
   - Le capteur du signal source selon le type d'information à transmettre (microphone, caméra, ….).
   - Un étage de filtrage et d'amplification afin de mettre à niveau du signal à transmettre.
   - Un bloc codage de source, dont le but est de réduire la redondance de la source pour diminuer le débit binaire à transmettre.
   - Un bloc codage de canal, dont le but est de rajouter une redondance structurée aux symboles transmis pour protéger l'émission contre l'erreur .au contraire du codage de source, codage canal augmente le début.
   - Un bloc de modulation, qui a pour but d'associer aux symboles logique un signal physique que l'on pourra transmettre sur le canal, selon qu'une porteuse est utilisée ou non, on parlera de modulation ou de codage en ligne. Ce bloc inclut généralement un filtre d'émission qui limite le spectre du signal émis.

b- Au niveau du récepteur on distingue les blocs symétriques de ceux de l'émetteur, plus un bloc de synchronisation qui pourrait être inclus dans le bloc détection :
   - Un bloc démodulation/détection permet de démoduler le signal avec l'inverse de celle de l'émetteur et décide quel est le symbole (ou la chaine de symboles) reçu sous le critère de minimisation de la probabilité d'erreur.
   - Le bloc synchronisation récupère la fréquence et parfois la phase de la porteuse, ainsi que la présence d'erreurs et peut demander la retransmission des donnée erronée ou corriger les erreurs si la capacité du code n'est pas dépassée.
   - Le bloc décodage de source décomprime les données pour régénérer le symbole origine [3].

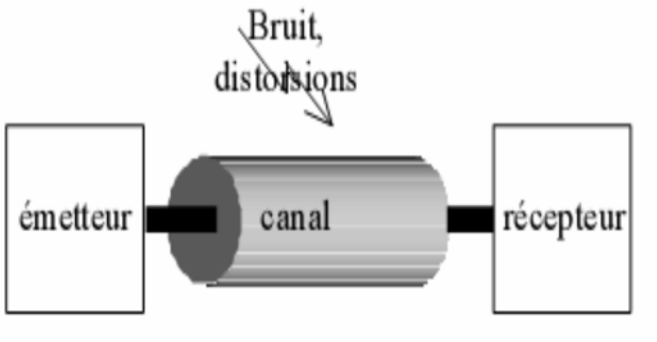
c- Le milieu dans lequel doit être transmise l'information est dite le canal, qui peut subir des perturbations à cause des bruits générés intérieurement ou extérieurement.

I.3 Canal de transmission :

Le canal de transmission est un support physique qui permet l'acheminement de l'information, et qui peut être conducteur (câble bifilaire ou coaxial) ou un espace libre permettant la propagation d'ondes E/M comme il peut être une guide de lumière telle que la fibre optique.

Les canaux les plus utilisés pour les milieuxde propagation,sont les canaux à bruit blanc gaussien additif AWGN (additif white Gaussian noise) et les canauxàévanouissement.Ces deux canaux seront modélisés pour évaluer les performances du système de communication en présence du bruit pour le canal AWGN, et en présence de multi-trajets et effet doppler pour le canal à évanouissement.

Un bruit blanc Gaussien est un processus aléatoire stationnaire indépendant du signal transmis. La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance qui vaut N**0** sur tout le spectre fréquentiel [19].



Figure(I.2) : Modèle du canal AWGN

I.4 Capacité d'un canal :

En présence du bruit sur le canal, la transmission n'est pas parfaite et il convient dès lors de déterminer la proportion des symboles qui risquent d'être entachés d'erreur. Pour chaque milieu de transmission, on peut chiffrer la capacité théorique du canal *C* en [*b*/s], c'est-à-dire le nombre maximum de bits par seconde qu'il est possible de transmettre avec une erreur aussi faible que possible, exprimée à partir de la bande passante du canal [0, *B*] et du rapport signal à bruit *S*/*N* à l'intérieur du canal. Cette relation est dite de Shannon Hartley[1].

$$C = B \log_2(1 + S/N) \qquad (I.1)$$

I.5Types de systèmes de transmission :

On distingue plusieurs types de systèmes de transmission selon le type du canal de transmission et selon le système est guidé ou non.

I.5.1Système de transmission guidée :

I.5.1.1 Système de transmission par câble de cuivre :

Pour ce système on trouve le système téléphonique fixe et le système ADSL qui lui associé ADSL (Asymétrique Digital Subscriber Line).

La principale caractéristique de l'ADSL est sa Capacité d'offrir des services numériques sur le réseau téléphonique cuivré existant, en superposition et sans interférence avec le service de téléphonie classique (post). Cette Technique permet, pour une longueur de boucle maximale de 5,4 km, de fournir un débit Asymétrique de 1,5 Mb/s (maximum 9 Mb/s) dans le sens descendants (Réseau vers l'abonné)Et d'au minimum 16 kb/s (maximum 640 Kb/s) dans le sens ascendant (abonné vers réseau). La longueur de la boucle, sa section et les interférences sont autant de facteurs qui agissent sur le débit.

Une version allégée de l'ADSL, dite ADSL lite, a été standardisée par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications).Elle est destinée aux accès rapides à Internet et fonctionne à des débits inférieurs à ceux de son ainé. Elle est moins complexe à mettre en œuvre et ne requiert pas de filtre ADSL.

I.5.1.2 Systèmes de transmission par fibre optique :

a- Définition :

La fibre optique est un conducteur de lumière qui est un cylindre de verre (ou silice)ou de plastique transparent ayant un diamètre de 125 microns, en général pour la fibre de verre, et d'1mm pour la fibre en plastique. Cette fibre est utilisée pour transporter des impulsions lumineuses qui correspondent à des signaux lumineux : téléphone, vidéo ou divers données [2].

Les fibres optiques sont constituées :

- D'un premier milieu d'indice de réfraction n_c **: le cœur optique**.
- D'un second milieu d'indice n_g **: la gaine optique.**

- D'un revêtement : **la gaine protectrice,** qui a pour but d'assurer la protection de la fibre contre les chocs et les brisures .Ce revêtement peut être soit un dépôt de plastique qui adhère sur le verre, soit un tube de plastique qui entoure la fibre [20].

b - Types de fibre :

Il existe différents types de fibres optiques **les fibres monomodes** et **les fibres multi modes**

Les fibres multi mode elles sont classées en deux catégories :

- **fibres optiques à gradient d'indice**
- **fibres optiques à saut d'indice**

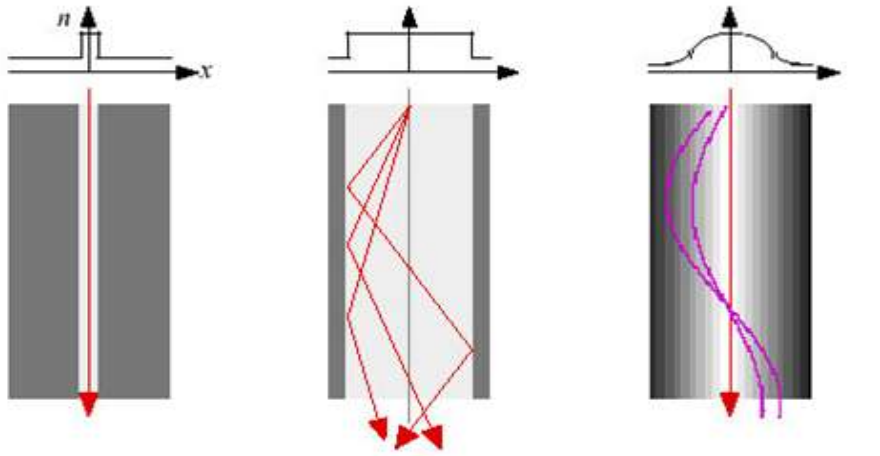


Figure I.3 : Les types de fibre optique monomodes et multi-modes

Les fibres optiques peuvent être classées en deux catégories selon leur diamètre et la longueur d'onde utilisée :

Les fibres multi-modes, ont été les premières sur le marché. Elles ont pour caractéristiques de transporter plusieurs modes (trajets lumineux) simultanément. Du fait de la dispersion modale, on constate un étalement temporel du signal. En conséquence, elles sont utilisées uniquement pour des bas débits et de courtes distances. La dispersion modale peut cependant être minimisée (à une longueur d'onde donnée) en réalisant un gradient d'indice

dans le cœur de la fibre. Elles sont caractérisées par un diamètre de cœur de plusieurs dizaines à plusieurs centaines de micromètres (les cœurs en multi-modes sont de 50 ou 62,5 µm pour le bas débit) [5].

I.5.2 Système de transmission par espace libre :

C'est tout système qui permet d'utiliser l'espace libre pour la transmission des informations sous forme d'ondes électromagnétiques (E/M). Parmi ses systèmes on trouve les systèmes cellulaires, les systèmes de transmission par satellites ainsi que les systèmes de réseaux sans fil.

I.5.2.1 Système cellulaire (GSM, UMTS, GPRS) :

a) System GSM (Global System Mobile) :

L'objectif premier de la norme GSM était avant tout la fourniture d'un service de téléphonie, d'envoi et de réception de messages courts et des services de données bas débit en mode circuit (jusqu'à 9,6 kbit/s). La norme par la suite évoluait en intégrant des services de données offrant des débits plus élevés, à la fois en mode circuit (HSCSD : *High Speed Circuit Switched Data)* et en mode paquet GPRS (General *Packet Radio Service).*Ces nouvelles techniques introduites dans la norme GSM permettent théoriquement à un utilisateur donné de bénéficier de débits allant jusqu'à 171 kbit/s.

La dernière évolution du GSM, la modulation EDGE (*Enhanced Data Rates for GSM évolution)* devrait offrir des débits allant jusqu'à un maximum théorique de 345.6 Kbit/s dans les cas plus favorables (c'est à dire pour un utilisateur utilisant complètement une porteuse GSM évoluant à faible vitesse, dans de bonnes conditions de propagation radio).

b) Système GPRS :

Le *General Packet Radio Service (GPRS)* spécifie une technique de transmission de données en mode paquet pour des réseaux cellulaires de type GSM. Les applications basées sur des protocoles de données standard sont supportées et l'interfonctionnement est défini avec les réseaux IP et X25. Le GPRS a été introduit car les réseaux à commutation de circuits sont inefficaces pour gérer les transmissions de données fréquentes, les petits flux de données

et les trafics Internet en rafales. Le lecteur intéressé par le GPRS trouvera un aperçu très complet sur les principes du GPRS dans les normes [GSM 01.60], [GSM 02.60] et [GSM 03.60].

Système UMTS :

L'UMTS *(Universel Mobile Télécommunication System)* fait partie de la famille IMT-2000*(International Mobile Télécommunication pour l'an 2000)* des réseaux mobiles de troisième génération. Ces systèmes se présentent comme des concurrents des systèmes de deuxième génération. La troisième génération doit apporter un plus par rapport à la précédente qui peut s'exprimer par une qualité de service au moins comparable avec celle fournie par les réseaux fixes.

De plus, les réseaux de troisième génération doivent fournir des nouvelles avancées incluant l'itinérance mondiale, une large gamme de services à haut débit, des services audio-visuels et l'utilisation d'un seul terminal dans différents environnements radio.

Le réseau d'accès radio de l'UMTS est une partie importante où les ressources sont chères. Il va alors utiliser les infrastructures déjà existantes et doit optimiser l'utilisation des ressources pou pouvoir transporter les nouveaux services à haut débit de l'UMTS tel que le transfert des données et les services multimédia.

I.5.2.2 Systèmes de transmission par satellite :

Les systèmes de télécommunications utilisent les satellites depuis longtemps pour les applications de services fixes et mobiles. On a assisté dans les années 2000 à l'apparition de nouveaux systèmes satellitaires pour des services de téléphonie mobile (Iridium, Global star) et divers projets de services multimédia par satellites (SkyBridge, Teledesic, Cyber star,…) ont été proposé puis assez fréquemment ajournés.

a. Architecture d'un système de transmission par satellite:

Un système de transmission par satellite comme le montre la figure suivante se compose :

- d'un secteur spatial (satellite + moyen de control situé au sol).
- d'un secteur terrien (ensemble des stations utiles situées au sol).

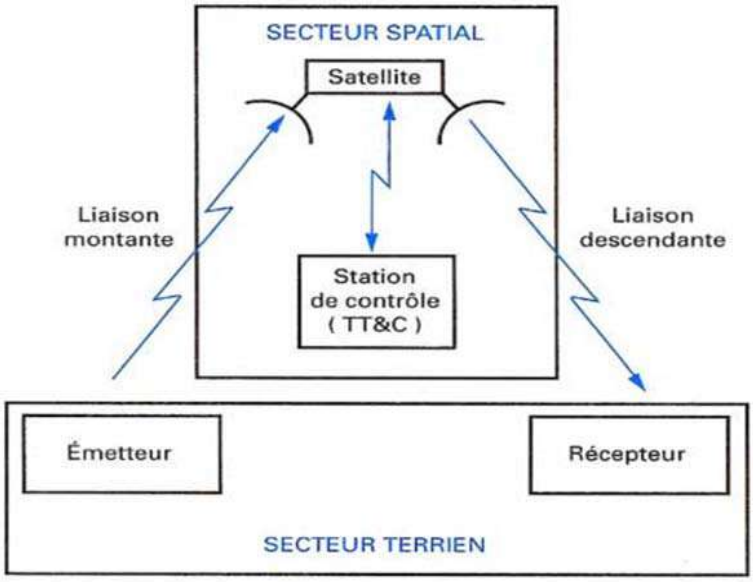


Figure I.4 système de transmission par satellite

b. Les types de systèmes de transmissions par satellites:

Les systèmes de transmission par satellites sont classés en fonction de :

b.1 l'altitude des satellites, d'où on distingue :

- Les systèmes GEO (Géostationnaire Arth Orbite) : qui correspondent à des satellites évoluant sur l'orbite géostationnaire de 36.000 km.
- Les systèmes MEO (Medium Earth Orbite) : qui correspondent à des satellites évoluant sur l'orbite médiane de 5.000 à 15.000 km et au-dessus de 20.000 km.
- Les systèmes LEO (Low Earth Orbite) : qui correspondent à des satellites évoluant en orbite basse de 700 à 1.500 km.

b.2 la couverture des satellites, on distingue :

- Les systèmes intercontinentaux : par exemple le système « Intelsat » couvre plus de100 pays.
- Les systèmes régionaux : par exemple « Eutelsat » couvre 9 pays européen

I.5.2.3 Systèmes de réseaux sans fil :

Le premier critère retenu est celui de leur rayon d'action. Suivant leur portée, ils vont permettre la mise en place de quatre différents types de réseaux, de la portée la plus courte à la plus grande : les WPAN (*Wireless Personal Area Network*), les WLAN (*Wireless Local Area Network*), les WMAN (*Wireless Metropolitan Area Network*) parmi lesquels les normes 802.16 et 802.16e viennent s'inscrire, et les WWAN (*Wireless Wide Area Network*).

Une autre distinction à faire parmi les réseaux sans fil concerne le type d'architecture de base nécessaire pour un réseau où l'utilisateur peut passer de façon transparente d'une cellule à l'autre. Il existe, à ce sujet, trois grandes méthodes pour interconnecter les cellules. Les réseaux à infrastructure nécessitant une autre technologie (souvent filaire) pour interconnecter chaque point d'accès nécessaire, l'ensemble permettant de constituer un réseau étendu.

Les points d'accès des réseaux de type « maillé » (*mesh*), sont eux suffisamment proches pour se « voir » et peuvent communiquer entre eux sans nécessiter d'infrastructures supplémentaires [4].

a- Le WI MAX « fixe » et la norme 802.16 :

Le Wi MAX (*World Interoperability for Microwave Access*) est le nom d'un consortium qui s'est créé pour promouvoir les standards de réseaux sans fil adaptés aux réseaux métropolitains développés par le groupe de travail 802.16 [3] de l'IEEE et les réseaux Hiper MAN développés en Europe par l'ETSI (*European Télécommunications Standards Institute*) en poussant vers une convergence et une interopérabilité entre les deux standards. Ceux-ci décrivent l'interface physique (PHY) et la couche de contrôle d'accès au médium (MAC).

Trois interfaces radio (couches physiques) aux caractéristiques bien différentes ont été spécifiées dans la norme : une couche PHY à 1 seule porteuse (SC Single Carrier), une couche PHY OFDM-FFT 256 points (*Faste Fourier Transforme,* FFT), et une couche PHY OFDMA-FFT 2048 points. Bien que plusieurs couches PHY soient définies, le Wi MAX Forum (entité chargée de l'interopérabilité des matériels) a pu déterminer que pour des raisons d'interopérabilité et de certification, la couche PHY OFDM FFT 256 points (commune à 802.16 et à l'ETSI Hyper MAN) sera la première à être développée. Cette couche s'appuie sur

la modulation OFDM qui minimise les effets multi trajets et qui est donc mieux adaptée aux fonctionnements ne permettant pas une « vue » directe des équipements (*Non Line of Sight ,NLOS*) dans la bande 2-11GHz. Elle supporte les deux modes de duplex FDD (*Fréquence Division Duplex*) et TDD (*Time Division Duplex* [4].

b- Le WIFI (Wireless Fidelity) :

La norme IEEE 802.11b, plus connue sous l'appellation Wifi, constitue l'un des plus importants succès des communications du début des années 2000. Cette réussite trouve son point de départ en 1999, avec l'avènement du 802.11b (jusqu'à 11 Mbit/s de débit nominal sur le lien radio), qui bénéficie du soutien des acteurs majeurs du groupe de normalisation 802.11 et de produits disponibles. Cependant, les spécifications de 802.11b restent insuffisantes pour assurer une bonne interopérabilité des produits .Cet aspect revient au WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance), qui est le créateur du label d'interopérabilité Wifi, dont il assure la certification et la promotion .Cette technologie utilise une onde porteuse sur laquelle est modulé le signal à transmettre.

De nos jours, les réseaux sans fil se développent très rapidement pour des réseaux temporaires (salons, conférences, ...), pour des points d'accès haut débit dans les lieux publics (aéroports, gares, métros, ...) connus sous le nom de **hots pot** ou des lieux privés accueillant du public (hôtel, restaurant, ...), et dans de nombreux organismes attirés par la souplesse des réseaux.

I.6. Systèmes de modulations:

Les premiers systèmes de communication ont utilisé les modulations analogiques. Les Modulations numériques sont le choix des systèmes actuels, spécialement lorsque les services de données multimédia sans fil doivent offerts. La modulation numérique peut aussi améliorer l'efficacité spectrale, parce que les signaux numériques sont plus robustes contre les altérations des canaux.

Pour qu'un signal puisse être transmis, il doit être conforme aux caractéristiques du canal. Les messages numériques sont à temps discret et à valeurs discrètes finies. Les canaux de transmission utilisés sont de type à temps continu et à valeurs continues, donc la modulation

numérique est une opération qui consiste à associer une suite numérique binaire appelée signal modulant à un signal analogique appelé porteuse, soit à une fonction à valeurs continues et à temps continu .Ce signal analogique, bien adapté au canal, portera donc l'information relative aux suites numériques [3].

I.6.1 Modulation Numériques :

Les modulations numériques peuvent être interprétées de la manière suivante :

Tout signal sinusoïdal peut être décrit par l'équation suivante :

$$S(t) = A_{RF}\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \qquad \text{(I.2)}$$

Ce signal est entièrement défini par ses caractéristiques physiques, c'est-à-dire son amplitude A, sa fréquence f_0 et sa phaseφ_0. Il apparaît donc judicieux de faire varier l'amplitude, la phase ou la fréquence de ce signal au rythme du signal numérique utile noté d(t), le signal représenté par l'équation (I.2) devient donc :

$$S_{mod}(t) = A(t)\cos(2\pi f + \varphi_0(t)) \qquad (I.3)$$

Le terme A(t) représente la modulation d'amplitude du signal sinusoïdal S(t). A(t) est Proportionnelle au signal numérique:

$$A(t) = A_{RF}.k.d(t) \qquad (I.4)$$

Le terme $\varphi(t)$ représente la modulation de phase ou la modulation de fréquence suivant les conditions suivantes :

- Modulation de phase :$\varphi(t) = k \times d(t)$ $(I.5)$
- Modulation de fréquence :$\varphi(t) = k \times \int d(t)$ $(I.6)$

Il faut préciser que la modulation de fréquence génère une variation de la fréquence du signal s(t)autour def_0. Dans tous les cas, nous obtenons un signal modulé haute fréquence centré autour de$f_0$contenant l'information utile d(t), qui pourra être facilement transmis.

Dans la littérature, le signal s(t) est désigné comme étant « le signal porteur » ou « porteuse » cari transporte l'information; le signal d(t) est désigné comme étant le «modulant»,

car il module la porteuse. En conclusion de ceci, nous pouvons dire que tout signal radiofréquence modulé sera représenté par l'expression :

$$s_{mod}(t) = A_{RF}.a(t).\cos(2\pi f_0 + \varphi(t)) \qquad (I.7)$$

Où le modulant apparaît dans l'amplitude et la phase de la porteuse.

En développant l'équation (1.7), nous aboutissons à la représentation équivalente suivante :

$$s_{mod}(t) = A_{RF}(I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t)) \qquad (I.8)$$

avec : $\mathrm{I(t)} = \mathrm{a(t)}\cos\big(\varphi(\mathrm{t})\big)$ et $Q(t) = a(t)\sin(\varphi(t))$

L'équation nous montre que tout signal radiofréquence modulé peut être représenté comme un double modulation en quadrature faisant intervenir le signal In phase I(t) et le signal Quadrature Q(t).

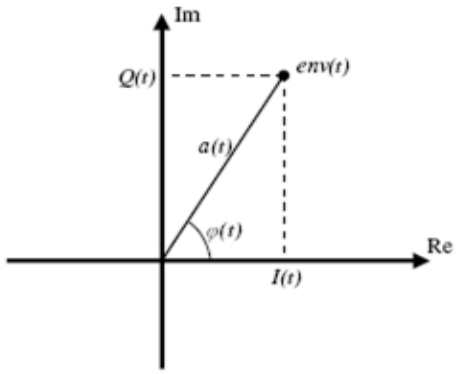
En notation complexe, l'expression du signal radiofréquence modulé est la suivante :

$$s_{mod}(t) = A_{RF}(I(t) + j.Q(t)e^{(j2\pi f_0 t)}(I.9)$$

Il est facile de vérifier que $s_{mod}(t)$faitapparaître l'enveloppe complexe notée

$$env(t) = I(t) + jQ(t) \qquad (I.9)$$

Nous voyons que les signaux I(t) et Q(t) sont respectivement les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe, et qui permettent l'obtention de l'amplitude ***a(t)***et la phase *φ(t)*de l'enveloppe complexe. Ceci peut être représenté dans le plan complexe de la figure (I.5) suivante.



Figure(I.5) : représentation graphique de l'enveloppe complexe

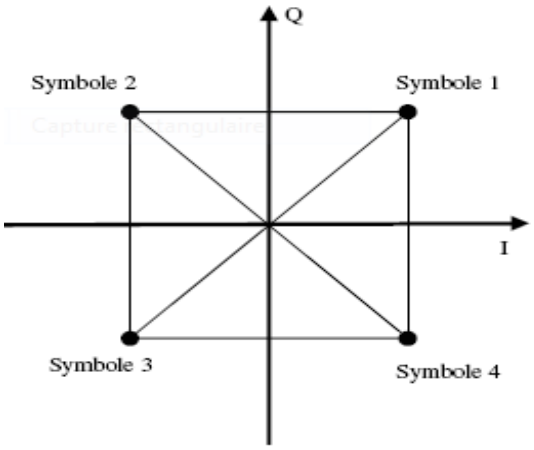
Ce graphe représentant le signal Q(t) en fonction du signal I(t) est très utilisé en télécommunications, il permet de représenter les variations d'amplitude et de phase de la porteuse, et il se nomme : le diagramme de constellation de phase [3].

I.6.2 Les diagrammes de constellation de phase :

I.6.2.1 La modulation en Quadrature de phase(QPSK) :

Elle est utilisée dans des applications incluant l'accès multiple par code CDMA (code Division Multiple Access), les services cellulaires, la transmission vidéo numérique DVB-S (Digital Vidéo Broad casting- Satellite) et la boucle locale radio.

La modulation QPSK est une modulation à saut de phase, où la phase du signal transite entre 45,135, -45 ou -135°. Ces points sont choisis de manière à être facilement implémentés en utilisant un modulateur en quadrature. Puisque cette modulation est à 4 états, deux bits respectivement répartis sur la voie I et la voie Q forment un symbole [3].



Figure(I.6) diagramme de constellation de la modulation QPSK

I.6.2.2 La modulation 16QAM:

La modulation QAM est utilisée dans les applications comportant des transmissions numériques micro-ondes, et des modems. Dans la modulation 16QAM, les 16 états sont formés à partir 4 combinaisons des bits sur la voie I et 4 combinaisons sur la voie Q. Les variations de l'amplitude et de la phase d'un signal modulé en 16QAM permettent les transitions entres ces 16 états. Chaque symbole est formé de 4 bits dont 2 sont transmis sur la voie I et 2 bits sont transmis sur la voie Q. La fréquence symbole d'une modulation 16QAM est donc le quart du débit binaire transmis.

La figure(I.7) présente le diagramme de constellation de phase d'une modulation 16QAM [3].

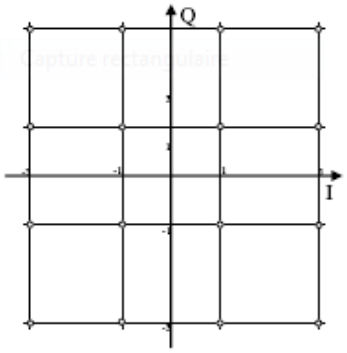


Figure (I.7) : diagramme de constellation de la modulation 16QAM

I.7 Modulations Multi-porteuses

Dans le cas d'un canal à trajets multiples, les techniques de modulation classiques sont très sensibles à l'interférence inter-symboles (inter Symbole interférence ou ISI). Cette interférence est d'autant plus importante que la durée d'un symbole est petite par rapport au retard de vitesse du canal. En d'autres termes, une démodulation simple est favorisée si la durée des symboles utiles est grande par rapport au diffusion de retard du canal.

L'intérêt des modulations multi-porteuses (Multi-Carrier Modulation) est de placer l'information dans une fenêtre temps-fréquence telle que sa durée soit bien plus grande que le diffusion de retard du canal de propagation. Cette avantage, primordial pour les communications sans fils, en fait une solution pressentie pour les différents types de réseaux haut débit sans fils: réseaux cellulaires, réseaux locaux sans fils et boucle locale radio.

L'idée des modulations multi-porteuses est de transformer l'étape d'égalisation dans le domaine temporel par une égalisation simplifiée dans le domaine fréquentielle pour retrouver le signal émis [6].Ce type de modulation sera entamé dans le chapitre (II) suivant.

I.7 Conclusion :

D'après ce chapitre, nous avons constaté que le système de transmission peut se caractérisé par sa constitution ainsi que par le canal de transmission à utiliser pour transmettre de l'information. D'autre part, la modulation est une technique très importante pour faire adapter l'information à transmettre avec le canal de transmission et que le type de modulation joue un grand rôle pour faire augmenter le débit d'information et surtout en modulation numérique. Dans le chapitre suivant on va entamer la modulation multi porteuse.

Chapitre II

Chapitre II :

Modulation et Démodulation OFDM

II.1 Introduction :

Si les premières études sur les multi porteuses datent depuis les années 1950, le multiplexage à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM (Orthogonal Fréquency Division Multiplexing) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard grâce notamment aux travaux de Chang.

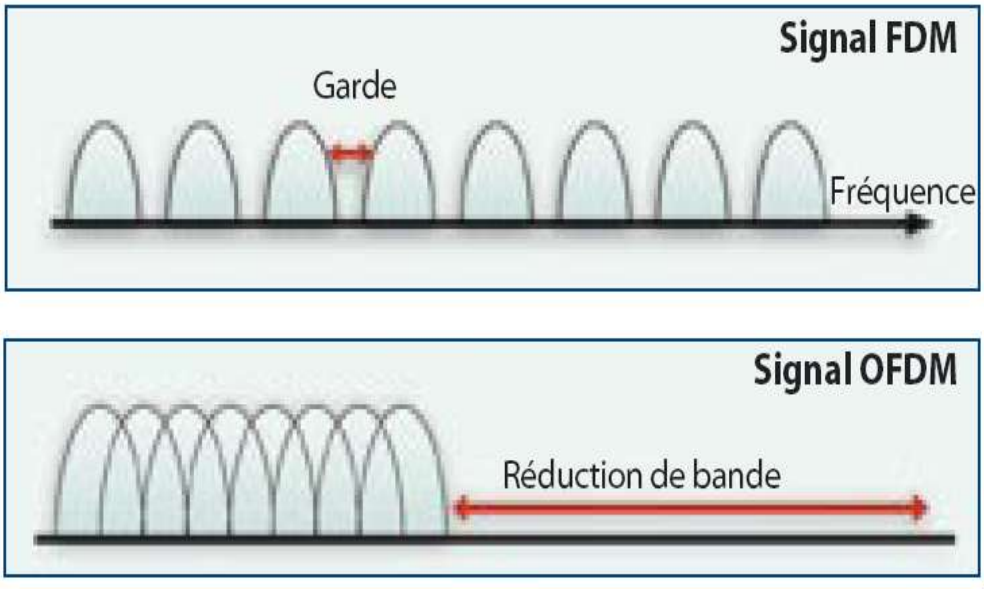
En effet les systèmes mono porteurs, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. L'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Vidéo Broadcasting) ou la norme ADSL (Asymétrie Digital Suscriber Line) permettant des liaisons internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisième et quatrième générations.

II.2 Modulation multi porteuse OFDM :

II.2.1 Définition :

L'OFDM (Orthogonal Fréquency Division Modulation) est une modulation de signaux numérique par répartitions en fréquences orthogonal. Donc c'est une technique de multiplexage ou modulation multi porteuse à base de transformée de Fourier discrète [7]. L'idée du multiplexage a pu être dépistée dans le multiplexage Fréquentiel classique (FDM), la bande totale est subdivisée en N sous Canaux qui ne se chevauchent pas, alors que sur l'OFDM la bande est divisée en un certain nombre de sous canaux se superposant mais avec des fréquences orthogonales comme le montre la figure (II.1).

L'OFDM est particulièrement bien adapté aux canaux de transmission radio sans transmissions d'onde multiples. C'est un précédé de multiplexage des signaux numériques utilisé entre autres pour les systèmes de transmissions mobiles à haut débit de données.



Figure(II.1) : Spectres des Multiplexages FDM et OFDM

II.2.2 Principe de la modulation :

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N, qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

Considérons une séquence de N donnée $c_0, c_{1,\dots,} c_{N-1}$; où T_S est la durée symbole qui est le temps qui sépare deux séquences de N donnée. Chaque donnée C_K module un signal à la fréquencef_K.

Le signal individuel s'écrit sous la forme complexe : $c_k e^{2j\pi f_k t}$

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

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \qquad (II.1)$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est 1/Ts. Alors :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_S} \qquad \text{et} \qquad s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \, e^{2j\pi \frac{kt}{Ts}} \qquad (II.2)$$

Voici le schéma de principe de la modulation.

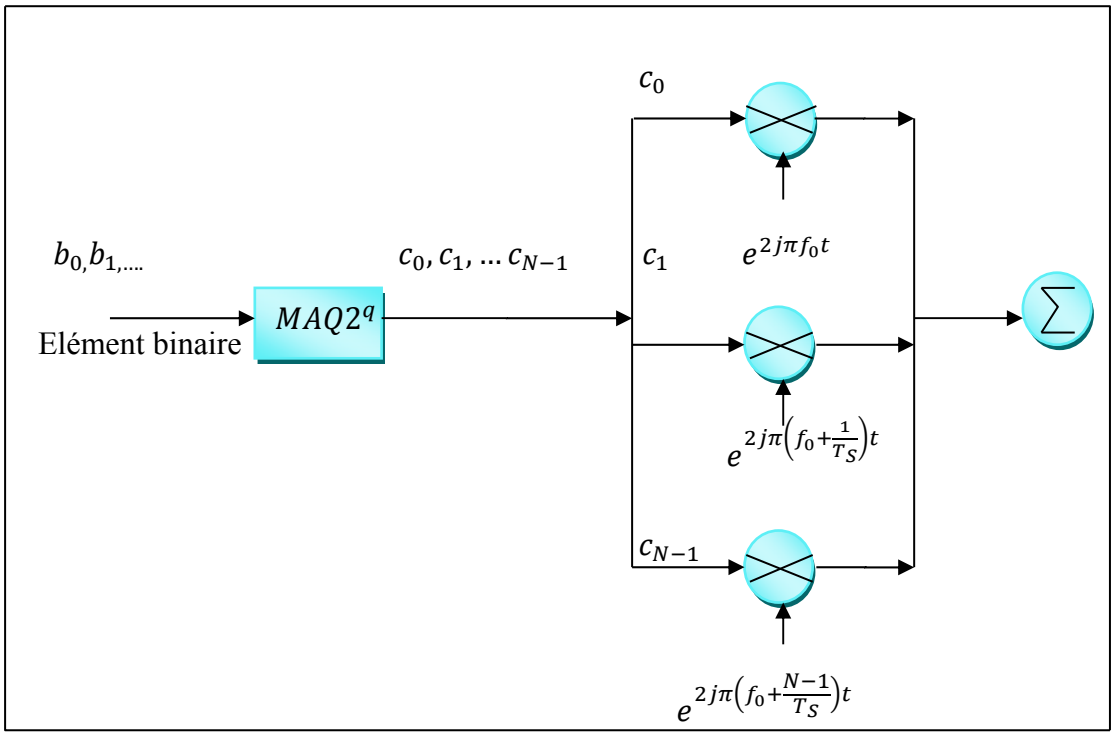


Figure II.2: Schéma de principe du modulateur OFDM

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation en quadrature d'amplitude MAQ à plusieurs états (4, 16, 64 de façon générale à 2^q états). Ces données sont des symboles q-aires formés par groupement de q bits. On les appelle symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses.

De l'équation (II.2) on peut déduire l'expression réelle du signal :

Si $c_k = a_k + jb_k$

$$S(t) = R_e\big(S(t)\big) = \sum_{k=0}^{N-1}(a_k + jb_k)e^{j2\pi(f_0+\frac{k}{T_S})t}$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_S})t) - b_k \sin(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_S})t) \qquad (II.3)$$

D'après l'expression (II.3) du signal et la figure (II.2), on constate que le modulateur (ou le démodulateur) doit comporter N modulateurs (ou démodulateur) individuels.

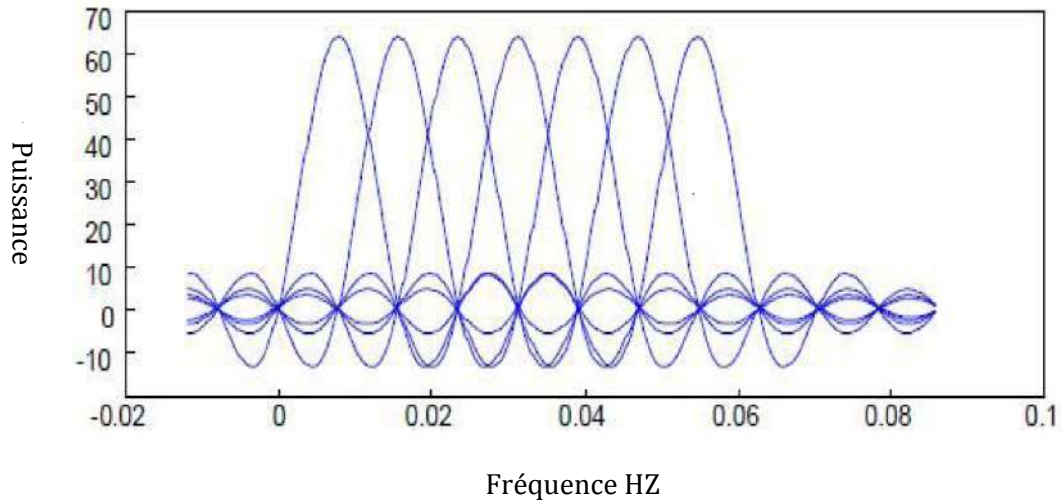


Figure II.3 : Spectres des différentes porteuses

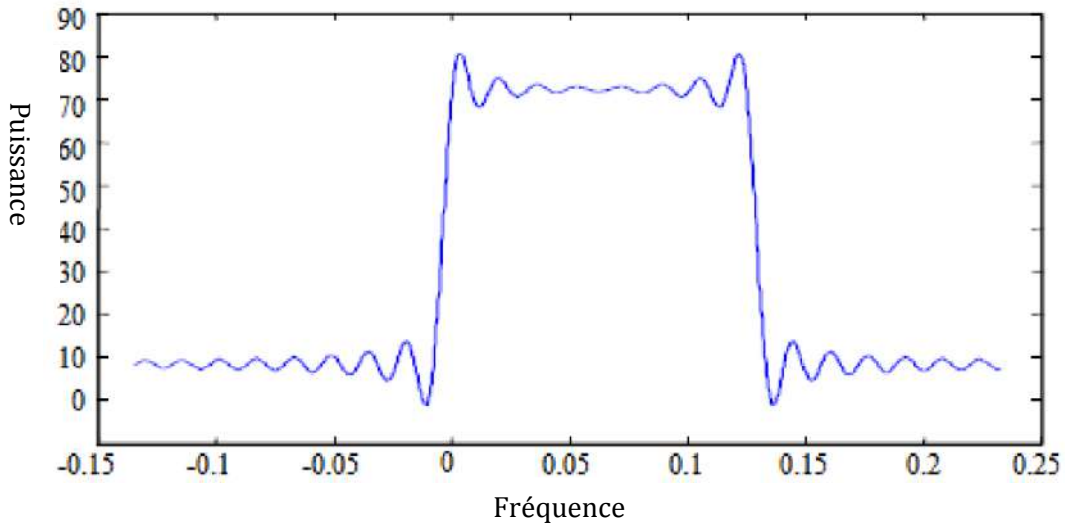


Figure II. 4: Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.

La figure (II.3) montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $\frac{1}{T_S}$ permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres.

Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement sans interférences entres les spectres des différentes sous-porteuses, si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

La figure (II.4) montre que la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près B=N/T_S (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près 1/T_S.

Si le symbole c_k transporte q bits, le débit total est (nombre de bits par seconde) q^N/T_S=q^B. Pour une largeur de bande utilisée, le débit ne dépend pas de la durée des symboles ni du nombre de porteuses. Si on augmente la durée des symbolesT_S, le spectre de chaque porteuse 1/$T_S$devient plus étroit et on peut augmenter le nombre de porteuses.

La réalisation suivant le schéma de principe nécessitera N modulateurs. Mais l'expression mathématique du signal montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier inverse des symboles numériquesc_k. Les modulations multi-porteuses sont particulièrement utiles pour des canaux comportant des échos multiples.

II .2.3 Principe de la démodulation :

Le principe de la démodulation dépend des perturbations subies par le signal après son passage dans le canal. Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole Ts :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \, H_k(t) e^{2j\pi\left(f_0 + \frac{k}{Ts}\right)t} \qquad (II.4)$$

H_K(t) est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps 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 suivant le schéma classique.

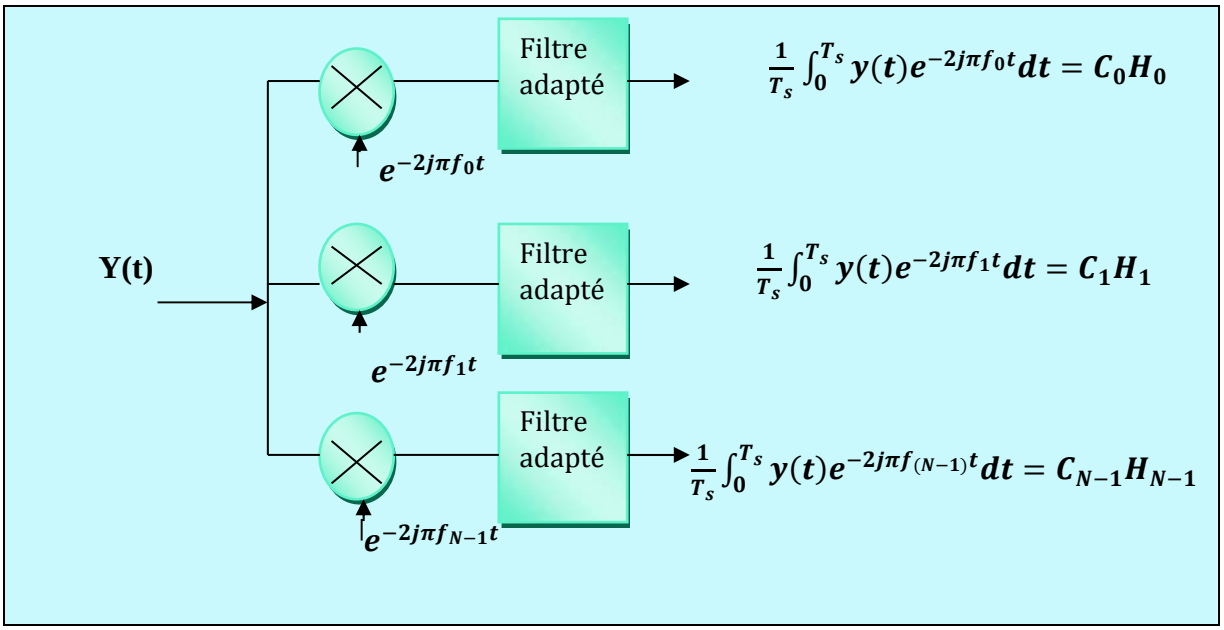


Figure II. 5 : Schéma de principe du démodulateur OFDM

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} y(t)\, e^{-2j\pi f_i t}dt = \frac{1}{T_S}\sum_{k=0}^{N-1}\int_0^{T_S} c_k H_k\, e^{2j(k-i)\frac{t}{T_S}}dt = c_k H_k \qquad (II.5)$$

Parce que :

$$\frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} e^{2j(k-1)\frac{1}{T_S}}\,dt = 0 \; si \; k \neq i,$$

$$\frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} e^{2j(k-1)\frac{1}{T_S}}\,dt = 1 \; si \; k = i\,,$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

II.3 Structure de trame d'OFDM :

Le signal à transmettre est organisé en trames, où chaque trame consiste en 68 symboles OFDM, où quatre trames constituent une super-trame. Un symbole OFDM de durée T_S est constitué de 6817 sous-porteuses utilisées pour le mode 8K, 3409 pour le mode 4K et 1705 pour le mode 2K. Les autres sont des sous-porteuses nulles.

Le symbole OFDM est composé de deux parties : une partie utile de durée Tu et un intervalle de garde de durée Tg. L'intervalle de garde consiste en une insertion cyclique avant la partie utile. Il existe 4 valeurs du rapport de la durée l'intervalle de garde Tg par rapport à Tu : 1/4, 1/8, 1/16 et 1/32.

Les symboles contiennent des informations données (data) et des symboles pilotent à part les données, car une trame OFDM contient :

- Des pilotes dispersés (squatterez pilots).
- Des pilotes continus (continua pilots).
- Sous-porteuses de signalisation TPS.

Les pilotes sont utilisés dans le récepteur pour accomplir les opérations de synchronisation et d'estimation du canal. La période élémentaire de l'horloge du système est T = 7/64 µs pour la bande 8 MHz. La norme DVB-H utilise autres bandes que la bande de 8 MHz mais cette dernière est la plus utilisée.

Tableau 1.2 pour les trois modes de transmission et la même bande de fréquence 8 MHz

Paramètre	Mode 8K	Mode 4k	Mode 2k
Nombre de sous-porteuses	6817	3409	1705
Durée Tu	896 µs	448 µs	224 µs
Espacement entre sous-porteuses	1116 Hz	2232 Hz	4464 Hz
Bande occupée	7.61 MHz	7.61 MHz	7.61 MHz

Tableau II.1 : Paramètres OFDM pour les trois modes de transmission.

Plusieurs sous-porteuses d'une trame OFDM sont modulées par une référence dont la valeur est connue par le récepteur. Les sous-porteuses contenant des références sont transmises avec un niveau de puissance plus important. Les signaux de référence correspondent aux séquences pilotes dispersées et continues. Le nombre de sous-porteuses

utilisé pour les données est fixe d'un symbole OFDM à un autre : 1512 pour le mode 2K, 3024 pour le mode 4K et 6048 pour le mode 8K. Les valeurs des séquences pilotes continues et dispersées dérivent d'une séquence binaire pseudo-aléatoire [8].

II.4 Notion d'orthogonalité :

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoindrir L'encombrement spectral ce pendant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel [9].

II.4.1 Orthogonalité temporelle

La contrainte d'orthogonalité temporelle des fonctions $\Psi n, k(t,)$ se traduit directement par des propriétés sur le module et l'argument de la forme d'onde g(t). La forme d'onde la plus utilisée, parce que la plus simple à générer, est la fonction rectangulaire :

$$g(x) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_U}}, & sur[0; Tu] \\ 0, & ailleurs \end{cases} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(II.6)}$$

La fonction porte est la forme d'onde que nous avons retenue pour notre application. Il existe de nombreuses autres formes d'onde acceptables pour la génération de signaux OFDM. On peut entre autres citer la fonction cosinus, associée à une modulation MSK, la fonction racine de cosinus retenue pour le projet DVB et la fonction de Tuckey ou encore la forme IOTA qui repose sur la théorie des ondelettes.

II.4.2 Orthogonalité fréquentielle :

Malgré le recouvrement spectral des porteuses, il doit être possible à tout instant de discriminer deux porteuses voisines pour récupérer les symboles. Cela conduit à un écart inter fréquentiel minimal, dépendant de la forme d'onde retenue pour la génération de la trame OFDM, en dessous du quel la séparation des symboles ne peut plus être assurée.

À réduire au maximum le spectre de fréquence utilisé, la majorité des systèmes employant l'OFDM choisissent comme espace inter-fréquentiel cet écart minimal admissible entre deux porteuses [10].

Dans le cas que nous avons retenu, celui de la fonction porte, il est défini par :

$$\Delta f_{min} = \frac{1}{T_u} \qquad \text{II. 7}$$

II.5 ISI, ICI et le préfixe cyclique :

Les interférences entre symboles (***ISI***) sont dues au comportement multi-trajets du canal. Le signal reçu provenant de la contribution du trajet direct et des trajets multiples introduisant des déphasages et des retards, ces derniers pouvant être du même ordre de grandeur que la durée d'un symbole [11]. Pour remédier à ce problème, on ajoute entre deux trames OFDM, un intervalle de garde dont la durée doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirects comme le montre la figure (II.6).

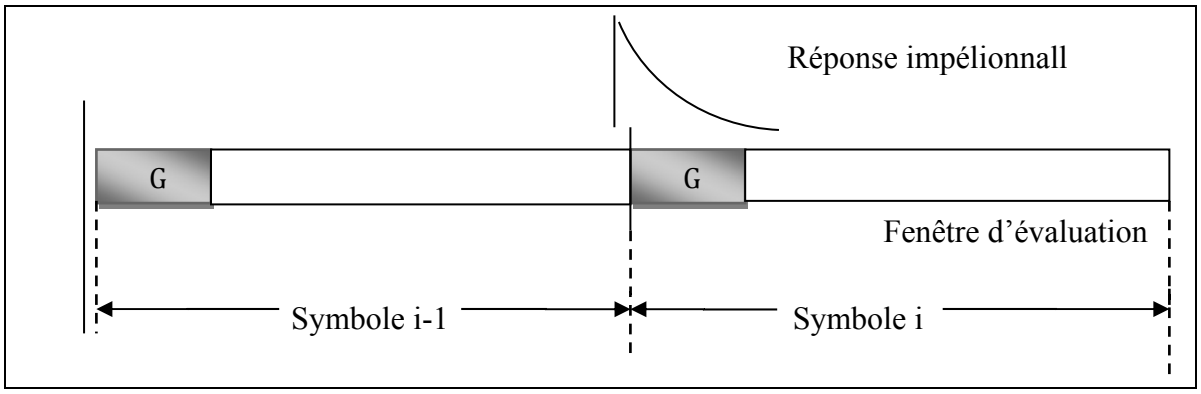


Figure II.6 : Interférence entre le symbole i et i-1

Un des problèmes majeurs que rencontre l'OFDM est sa sensibilité à la différence des fréquences entre l'émetteur et le récepteur appelée la fréquence ***offset*** qui est dû au décalage de fréquence ou l'effet Doppler dans le canal. Cette fréquence cause la perte de l'orthogonalité entre les sous porteuses où les passages par zéro se produisent pour des valeurs différentes de celles associées au trajet direct.

Lors de l'échantillonnage, il n'y aura plus d'orthogonalité entre les sous-porteuses et on retrouvera des informations d'une sous porteuse sur l'autre (***ICI***). Afin d'éviter ces

interférences, on doit ajouter ce qu'on appelle un intervalle de garde qui n'est autre que la copie des L derniers symboles d'information du symbole OFDM. On parle dans ce cas de ***préfixe cyclique*** (que l'on développera dans la section prochaine).

II.6 Système OFDM :

Le schéma de principe d'un système OFDM est représenté par la figure (II.7)

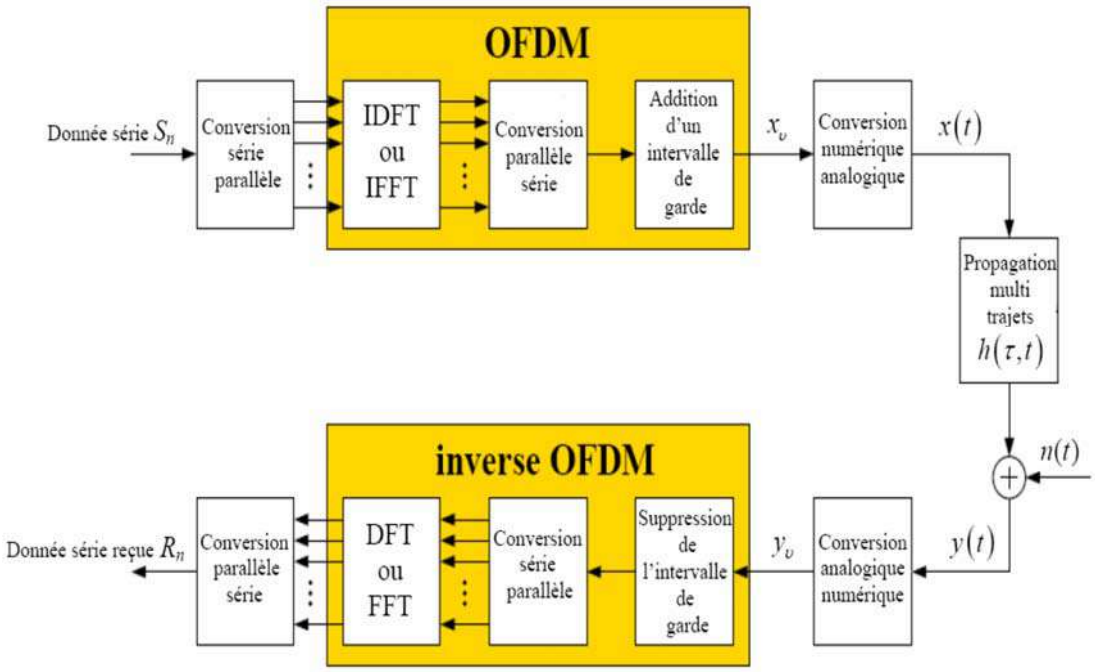


Figure II.7: Un système de transmission OFDM

Un système de communication qui utilise la modulation multi-porteuse, transmis N_c symboles source de valeurs complexes S_n, n = 0,…, $N_c - 1$ en parallèle dans N_c sous porteuses différentes [12].

Les symboles sources sont en général obtenus après codage de source et de canal, entrelacement et opération de mapping. Après la conversion série-parallèle, la durée d'un symbole OFDM sera :

$$N_s = N_c T_d \qquad (II.8)$$

Où : T_d est la durée du symbole de l'information.

L'espacement entre les N_c sous-porteuses est donné par : $F_S = {}^{1}/_{T_S}$

Les $N_c$symboles modulés sont transmis comme un symbole OFDM avec une enveloppe complexe donnée par :

$$x(t) = \frac{1}{N_C} \sum_{n=0}^{N_C-1} s_n e^{j2\pi f_n t} \quad 0 \le t \le T_S \quad \text{où } f_n = \frac{n}{T_S}\ n = 0, \dots, N_c - 1 \qquad (II.9)$$

Le premier avantage dans l'utilisation de l'OFDM est que la modulation multi-porteuse peut être facilement implémentée dans le domaine discret en utilisant IDFT ou IFFT. L'IDFT qui a comme coefficients la séquence des symboles d'information, n'est rien d'autre que l'échantillonnage de l'enveloppe complexe x(t) à la fréquence$\frac{1}{T_d}$. Elle est donnée par :

$$\mathrm{x_v} = \frac{1}{\mathrm{N_0}} \sum_{\mathrm{n=0}}^{\mathrm{N_c}-1} \mathrm{S_n e^{2j\pi N_V/N_c}} \quad \mathrm{N_V} = 0, \dots, \mathrm{N_c} - 1 \qquad (\mathrm{II.10})$$

Cependant pour éviter complètement l.ISI et ICI, on ajoute un intervalle de garde entre les symboles OFDM adjacents. Cet intervalle doit être d.une durée :

$$\mathrm{T_g} \ge \tau_{\mathrm{max}} \qquad (\mathrm{II.11})$$

La longueur discrète de l'intervalle de garde estL_g. Donc la valeur de Lg doit vérifier :

$$\left[\mathrm{L_g} \ge \frac{\tau_{\mathrm{max}} \mathrm{N_c}}{\mathrm{T_s}}\right] \qquad (\mathrm{II.12})$$

La séquence échantillonnée avec intervalle de garde devient :

$$\mathrm{x_v} = \frac{1}{\mathrm{N_0}} \int_{\mathrm{n=0}}^{\mathrm{N_c}-1} \mathrm{S_n\, e^{2j\pi N_V/N_c}} \qquad (\mathrm{II.13})$$

Cette séquence va passer à travers un convertisseur numérique/analogique dont la sortie est un signal de forme d'onde x(t), de durée T_s qui sera transmis à travers le canal radio mobile. La sortie du canal est obtenue après convolution de x(t) avec la réponse impulsionnelle h (τ, t) et l'addition du bruit n(t) :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau)h(\tau,t)dt + n(t) \qquad (II.14)$$

Le signal reçu y(t) va passer à travers un convertisseur analogique/numérique, dont la sortie est la séquence y_v, $v = -L_g, \ldots\ldots, N_c - 1$, qui est l'échantillonnage du y(t) à la fréquence $\frac{1}{T_d}$. Puisque l'ISI existe seulement dans les premiers échantillons de la séquence reçue, ces échantillons sont enlevés avant une démodulation multi-porteuse.

La partie des échantillons libre d'ISI ($v = 0, \ldots\ldots, N_c - 1$) est démodulée par inverse OFDM en utilisant l'FFT. La séquence démodulée est donnée par :

$$R_n = \sum_{v=0}^{N_c-1} y(t)e^{2j\pi nv/N_c} \quad n = 0, \ldots\ldots, N_c - 1 \qquad (II.15)$$

II. 7 Étude de l'émetteur OFDM :

Au niveau de l'emetteur, une conversion série/parallèle est appliquée à la séquence d'information en série divisée en blocs. Après, chaque bloc est mappé à travers une constellation. Ensuite, une modulation aux M sous porteuses parallèles dans le domaine fréquentiel [12] Les valeurs complexes résultantes sont converties par une IFFT de taille $N \geq M$ du domaine fréquentiel vers le domaine temporel. Le préfixe cyclique (ou l'intervalle de garde) est alors ajouté à chaque symbole avant la conversion numériques-analogique et puis la transmission.

II.7.1 Conversion série – parallèle :

Les données à transmettre sont sous forme d'une séquence d'information série [13]. La conversion consiste à convertir cette dernière en sous séquences parallèles. Cette étape est nécessaire pour transmettre un nombre important d'information par un seul symbole OFDM. Le nombre de bits transmis dans chaque symbole OFDM dépend des schémas de modulations utilisées et du nombre des sous porteuses utilisées.

II.7.2 Mapping :

On subdivise la séquence d'information en sous blocs de R bits. On utilisera une modulation M-aire MQAM (M-ary Quadrature Amplitude Modulation). La taille M de la

constellation est donnée par M=2^R. Chaque R bits est représenté par un signal correspondant à un point de la constellation. Ce point peut être représenté par un nombre complexe dont les parties réelles et imaginaires sont notées respectivement I et Q. La figure (II.8) montre 3 constellations : 4QAM, 16-QAM et la 64-QAM. Chaque constellation est bâtie sur le même modèle, à savoir que les parties réelles et imaginaires des symboles prennent leurs valeurs dans l'ensemble {∓v, ∓3v, ∓5v,...} [14].

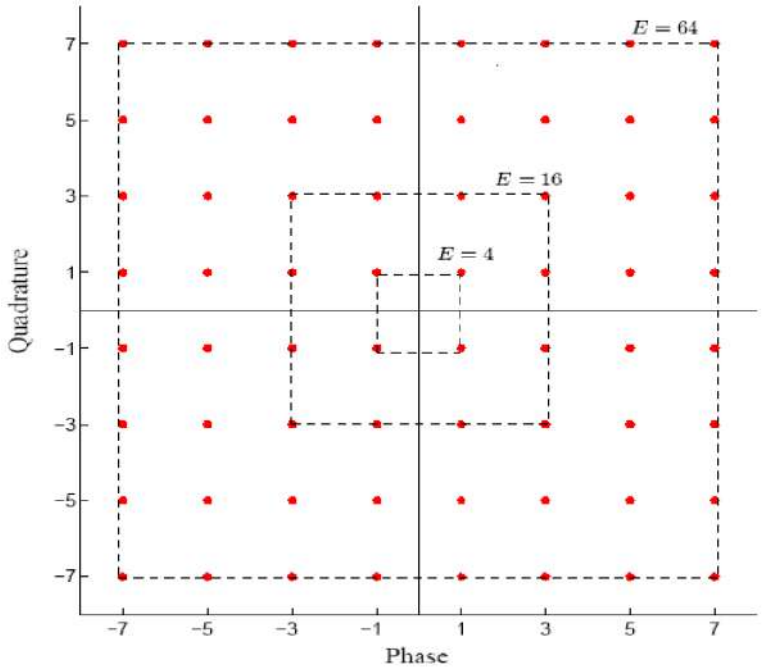


Figure II.8 : Constellation 4-QAM (QPSK), 16-QAM et 64-QAM

II.7.2.1 Modulation à déplacement de phase en quadrature (QPSK) :

Pour une meilleure efficacité spectrale supérieure à des formats de modulation de commande peut être utilisée pour coder plus d'un bit par symbole d'information. Figure II.9 (a, b) représente le diagramme de constellation de la modulation QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying). Au lieu de moduler la phase entre 0 et π, quatre états de phase par symbole sont utilisés pour coder chaque deux bits d'information. La forme d'onde résultante est montrée dans la Figure II.9 (c). QPSK est utilisée dans plusieurs expériences et simulations, mais les expériences OFDM utilisant des formats d'ordre supérieur, comme 16-QAM. [15 ; 16 ; 17].

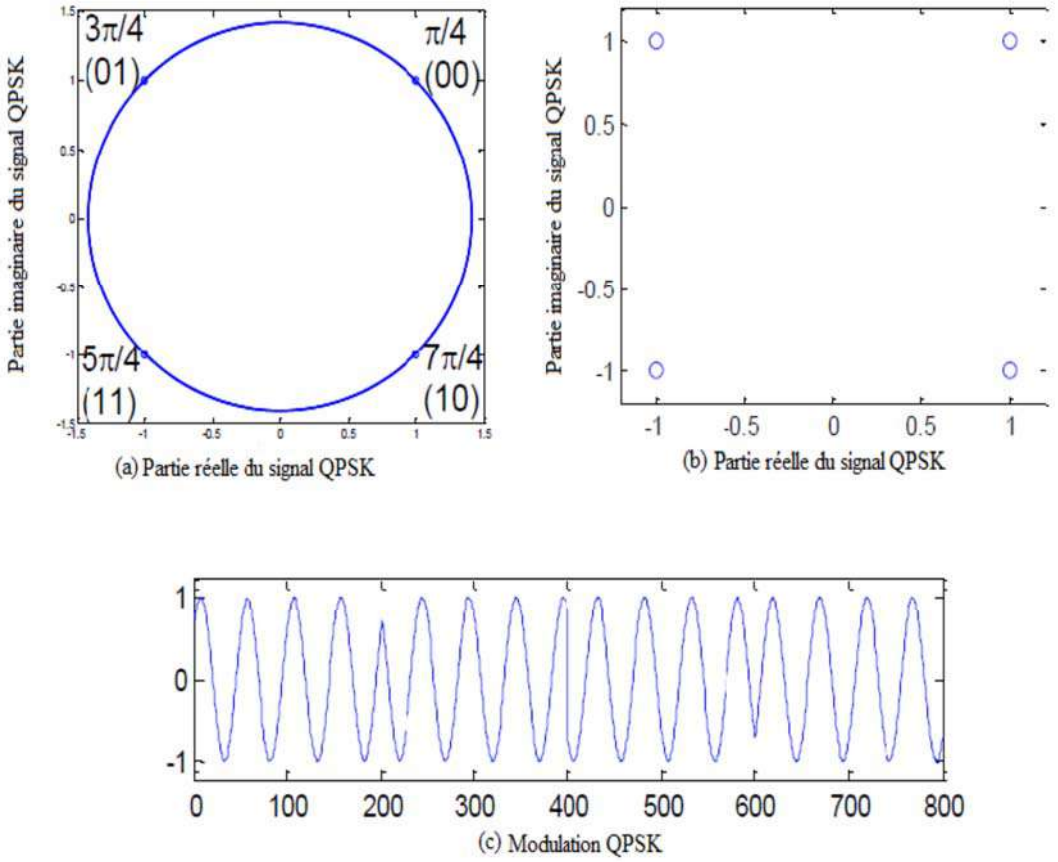


Figure II.9 (a, b) Diagrammes de constellation QPSK ; (c) Modulation QPSK

II.7.2.2 Modulation en quadrature d'amplitude (QAM) :

La modulation d'amplitude en quadrature (en anglais, Quadrature Amplitude Modulation ou (QAM) est une forme de modulation d'une porteuse par modification de l'amplitude de la porteuse elle-même et d'une onde en quadrature (une onde déphasée de 90° avec la porteuse) selon l'information transportée par deux signaux d'entrée. Cela signifie que l'amplitude et la phase de la porteuse sont simultanément modifiées en fonction de l'information à transmettre.

La modulation de phase peut également être considérée comme un cas particulier de la modulation en quadrature d'amplitude, où seule la phase varie. Cette remarque peut également être étendue à la modulation de fréquence car cette dernière peut être vue comme un cas particulier de la modulation de phase.

La QAM est utilisée dans les systèmes de télévision PAL et NTSC, où les signaux en phase (Signal I pour In Phase) et à 90° (signal Q pour Quadrature) transportent les composantes des informations de couleur (chroma). Cette modulation est largement utilisée

dans les modems, et dans d'autres formes de communications numériques sur des canaux de transport analogiques.

Dans les applications numériques, le signal modulant est généralement quantifié selon ses composantes en phase et à 90°. L'ensemble des combinaisons d'amplitudes, représentées sur un diagramme en (x, y), est un ensemble de points appelé constellation QAM.

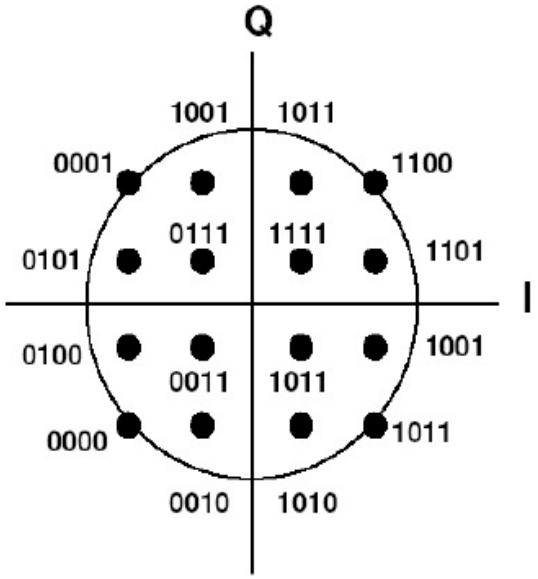


Figure II.10 : Diagramme de constellation QAM à 16 états.

Cette constellation, et en conséquence le nombre de bits pouvant être transmis en une fois, peut être augmentée pour un meilleur débit binaire, ou diminuée pour améliorer la fiabilité de la transmission en générant moins d'erreurs binaires. Le nombre de points de la constellation est indiqué selon le type de modulation QAM. C'est un nombre entier, puissance de deux, de 2^1 (2QAM) à 2^{12} (4096QAM). La modulation 256QAM est fréquemment utilisée pour la télévision numérique par câble et dans le modem câble. Le format de modulation QAM est étudié de plus en plus sérieusement dans le domaine des télécommunications par fibre optique afin de répondre à l'augmentation du débit. Aujourd'hui, les laboratoires utilisent des interféromètres à 3 ondes afin de générer du 16-QAM et 64-QAM.

Un élément de réglage de phase est nécessaire afin d'assurer une stabilité parfaite de la constellation. De la même manière, la possibilité de répartir la puissance dans les différents bras de l'interféromètre permet de contrôler la distance entre chacun des points de la constellation.

II.7.3 Transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) :

Après l'étape du mapping au domaine fréquentiel, avant l'application de l'IFFT, chaque échantillon de l'IFFT correspond à une seule sous porteuse. La plupart des sous porteuses sont modulées par les données. Les sous porteuses périphériques ne sont pas modulés, c'est-à-dire elles sont mises à zéro. L'IFFT est utilisée pour convertir ce signal au domaine temporel. Les N symboles signaux$c_0, c_1, \dots . c_{N-1}$ constituent un symbole OFDM.

Le $k^{éme}$ symbole du signal module une sous porteuse de fréquencef_k. La fréquence, en bande de base, de chaque sous porteuse est un multiple de l'inverse de la durée du symbole OFDM, ce qui implique que chaque sous porteuse a un nombre entier de période par symbole OFDM. Cette propriété entraine la vérification de la condition d'orthogonalité entre les sous porteuses. Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquencef_k d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses. Ceci permet d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre.

I1.7.4 Insertion de l'Intervalle de garde :

Le préfixe est constitué des derniers échantillons [$x_{(N-v)}, \dots, x_{(N-1)}$] du symbole OFDM (voir Figure II.11). Ainsi, les différentes répliques du symbole ont un nombre entier de cycles dans l'intervalle de l'IFFT et les sous-porteuses n'interférent plus.

L'ajout de ce temps de garde Tg a pour but d'éliminer l'ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal) des canaux sélectifs en fréquence. La période symbole Ts est donnée en fonction de la période utile Tu et l'intervalle de garde Tg par l'expression (II.16) :

$$T_S = T_u + T_g \qquad (II.16)$$

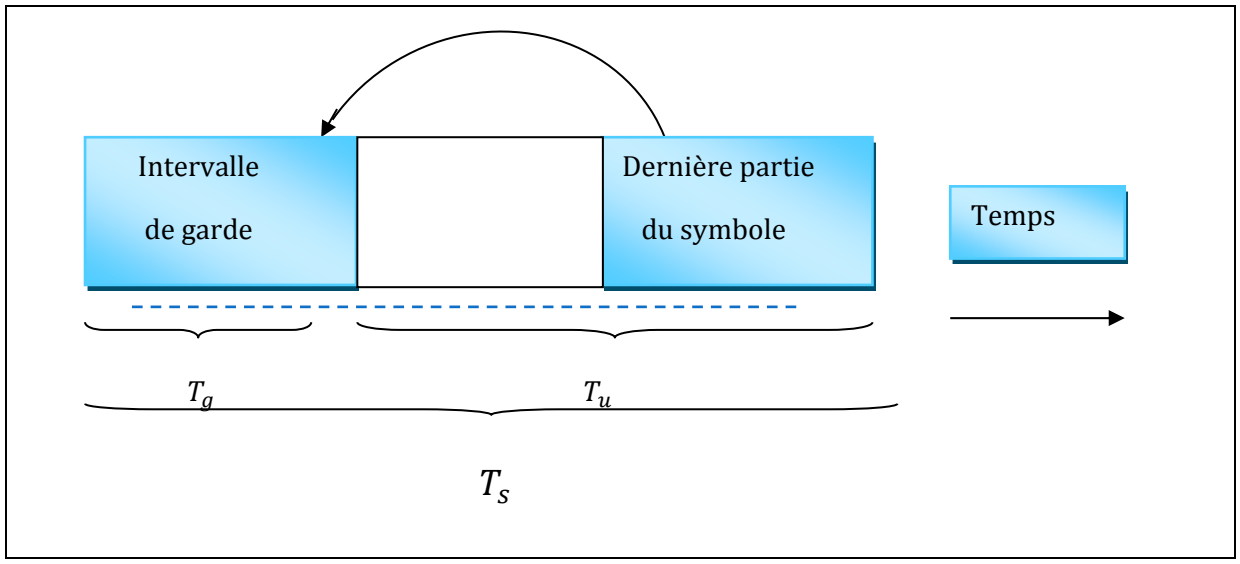


Figure II.11 : Principe du préfixe cyclique.

II.8 Récepteur OFDM :

Au récepteur, après conversion analogique-numérique et suppression du préfixe cyclique, une FFT de taille N agit pour traduire le symbole OFDM reçu en des signaux d'information de données complexes. Les opérations de décodage et de demapping sont utilisées pour récupérer le flux des données transmises. On suppose que le signal est synchronisé, ce qui implique que le début de chaque paquet et la fréquence d'échantillonnage sont corrects [12]

II.8.1 La suppression de l'intervalle de garde :

Cette étape consiste à supprimer la copie du symbole qui était ajouté à l'émission pour éliminer les interférences entre symboles.

II.8.2 Transformée de Fourier rapide (FFT) :

Le signal parvenu au bloc de la FFT après suppression de l'intervalle de garde, ce bloc convertit le symbole OFDM en des signaux d'information. Il réalise l'opération de l'FFT.

II.8.3 Le demapping :

Le demapping n'est que l'opération inverse du Mapping c'est à dire correspondre à un vecteur (I, Q) un ensemble de bits selon le mapping (ou la constellation) utilisée à l'émission.

II.9 Avantage et inconvénient de l'OFDM:

a) A vantage:

Un des grands avantages des schémas de la modulation OFDM est d'avoir partagé la complexité de l'égalisation entre l'émetteur et le récepteur, contrairement aux schémas de transmissions mono-porteuses.

- Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux
- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du DFT et IDFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.
- Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux.

Les avantages des différentes variantes de l'OFDM sont nombreux :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses.

Contrairement aux modulations mono porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles. Les techniques OFDM ont une très grande flexibilité dans l'allocation de bit/débit dans des contextes multiutilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque sous-porteuse peut-être codée indépendamment des autres porteuses.

b) Inconvénients de L'OFDM

L'OFDM souffre de quelques défauts, et on citera deux principaux :

- La sensibilité aux erreurs de fréquence porteuse due, soit à l'offset de l'oscillateur local, ou au décalage doppler).

- Les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur seront toujours en dérive, donc des moyens doivent être pris pour les garder synchronisés et aboutir à une bonne démodulation Chaque station de base envoie périodiquement des signaux de synchronisation qui sont utilisés par l'UE à cette fin.

Cependant, les déplacements de Doppler réduisent l'énergie utile dans chaque sous porteuse, et introduisent des interférences inter-canaux (ICI) due à une perte d'orthogonalité. Pour ces raisons, la fréquence du signal doit être suivie de manière continue. Les décalages doivent être corrigés dans le traitement en bande de base, pour éviter les ICI.

II.10 Conclusion :

Un des majeurs problèmes que rencontre la transmission à débit élevé est le problème de trajet multiple. L'OFDM apparait comme une bonne solution pour les trajets multiples, et ceci en divisant la bande de transmission en N sous-canaux orthogonaux. Un préfixe cyclique (Intervalle de Garde) est ensuite ajouté au début du symbole et ce préfixe est identique au segment de même longueur à la fin du symbole. La longueur de cet intervalle est choisie de façon à être supérieure à la valeur maximale du délai dû à l'effet de trajet multiple.

L'OFDM présente une grande simplicité dans la modulation et la démodulation ayant besoin d'un seul modulateur et d'un seul démodulateur. Ceci à lieu dans le cas ou les différents éléments fondamentaux sont correctement sélectionnés : Nombreuses porteuses orthogonales, intervalle de garde, entrelacement et des bonnes informations sur l'état du canal. L'OFDM a apporté une solution aux problèmes d'égalisation mais les débits théoriques en termes de transmission sont encore loin d'être atteints faute d'algorithme de codage/décodage à complexité réduits.

L'implémentation du modulateur et démodulateur OFDM sera entamée dans le chapitre suivant avec une discussion des résultats qui aura lieu.

Chapitre III

Chapitre III :

Implémentation du système OFDM et résultats de simulations

III.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous avons utilisé le logiciel spécialisé de simulation Simulink du Matlab. Qui est l'extension graphique de MATLAB permettant de représenter les fonctions mathématiques et les systèmes sous forme de diagramme en blocs.

Le modèle qui représente le système de communication est construit à partir des blocs extraits d'une banque de Communications Block set (librairies spécialisées) fournie avec le logiciel de simulation. Les blocs sont affichés à l'écran et raccordés graphiquement les unes aux autres pour produire le modèle de simulation, qui prend la forme d'un diagramme-bloc.

III.2 Configuration des paramètres de simulation Simulink :

Après le lancement du Matlab, on exécute la commande Simulink, comme on peut aussi utiliser l'icône Simulink qui est sur la barre de menu Matlab.

Pour créer un nouveau modèle on procède au suivant : **FILE→ NEW→MODEL**

Pour assembler les blocs on recherche les blocs en utilisant la fonction recherche de bloc (find block) dans la fenêtre Simulink à partir du Library browser.

Nous voulons simuler une chaîne de communication numérique. Nous devons donc configurer le modèle pour travailler sur des séquences numériques.

III.2.1 Groupement des blocs :

- **Sources** : permet de spécifier des sources d'entrée (input) à un système (sinusoïde, constante, rampe, séquence répétée...).
- **Sinks**: permet de spécifier des sorties (outputs). Car on utilisera principalement vers l'espace de travail (**To Workspace**), qui permet d'envoyer le résultat vers l'espace de travail du Matlab, et **Scope** qui permet d'afficher le résultat directement sous la forme graphique.

- **Divers** : le bloc Fcn (Groupe User-Defined Functions) permet de décrire sois même une fonction, le bloc State-Space (Groupe Continuous) un système simple d'équations différentielle.
- Le bloc DEE ("Differential equation editor") permet d'utiliser des équations différentielles arbitraires. Pour pouvoir l'utiliser, taper DEE sur le terminal Matlab.

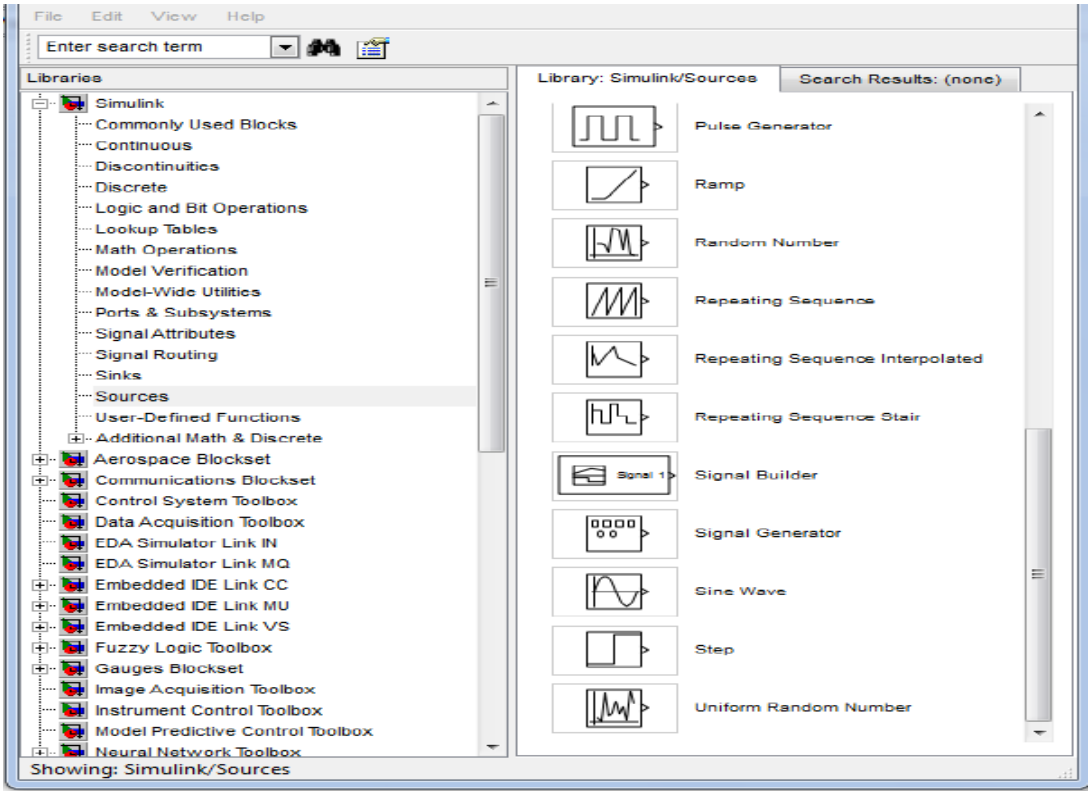


Figure (III. 1) : Blok de source

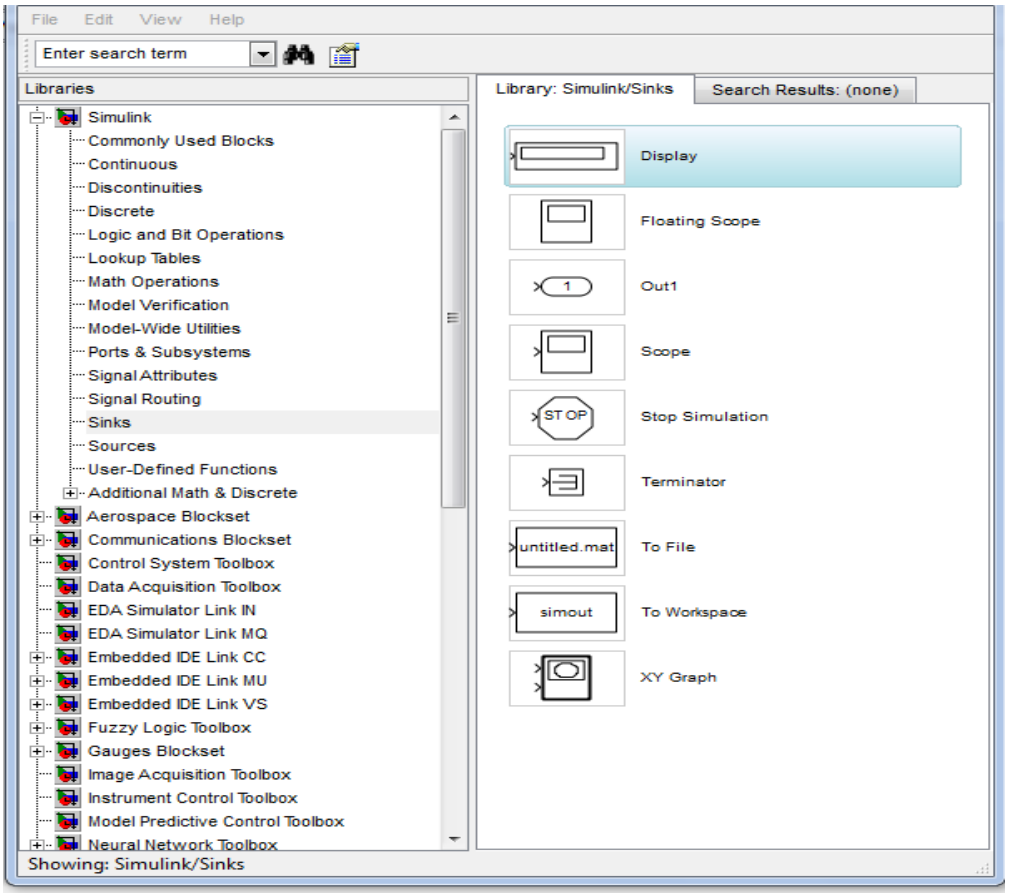


Figure (III. 2) : sink bloc

III.2.2Fenêtre de configuration des paramètres pour la simulation sous Simulink :

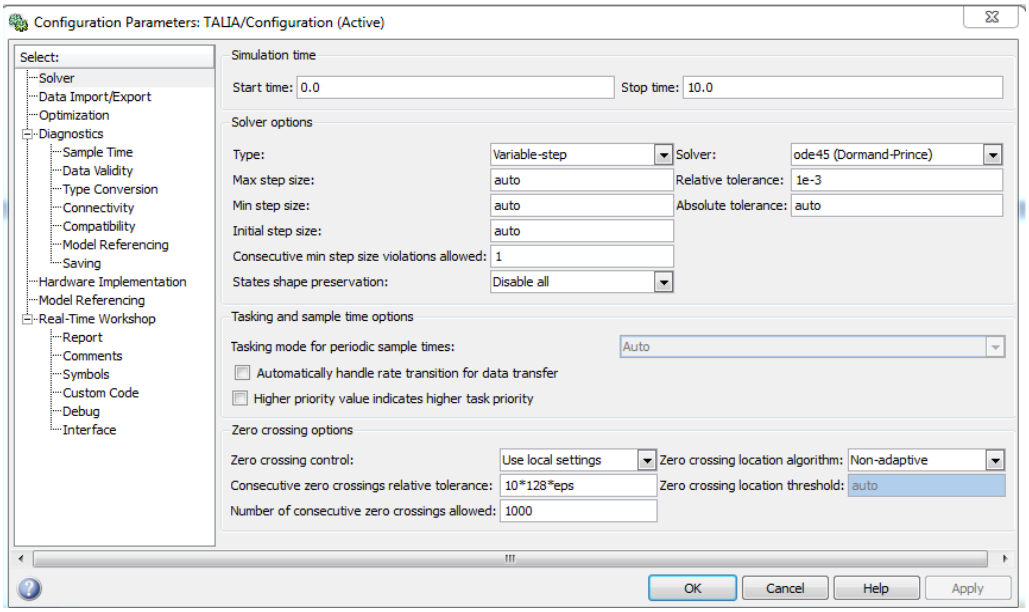


Figure (III.3) : Fenêtre de chois des paramètres de configuration pour la simulation de Simulink

III.3 Réalisation de la chaîne de transmission OFDM sous Simulink :

Sachant maintenant que l'implémentation d'une chaîne de transmission OFDM repose sur un calcul d'IFFT et de FFT, notre projet consiste à mettre en œuvre cette à l'aide de l'outil Simulink disponible dans le logiciel Matlab.

Nous pourrons ainsi par simulation tester et valider nos différents choix d'architecture.

Au cours de cette partie, nous attacherons à suivre chronologiquement les différentes étapes de notre processus.

III.3.1Système OFDM

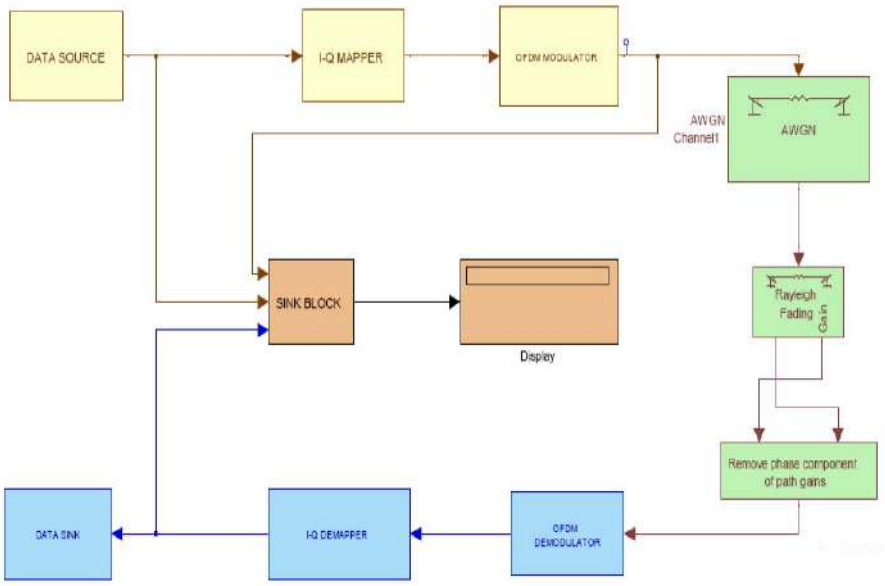


Figure (III.4) :Modèle de simulink de système OFDM

III.3.2Modulateur OFDM :

Le modulateur OFDM se compose de :

- Entries des sous-porteuses utiles : pour transmettre les données (Nu) 52
- Démultiplexage
- des sous-porteuses à valeurs nulles (pas de signal transmis) : utilisées pour les intervalles de garde (12 sous porteuse)
- matrice concaténâtes
- IFFT stipule l'utilisation de 64sous-porteuses (NFFT).

- Cyclique préfixe la sortie
- Amplification de Gain
- Output

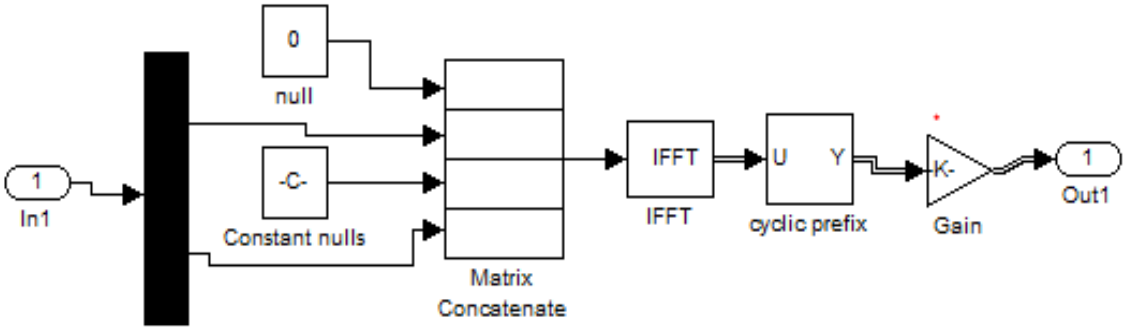


Figure (III. 5) : Modulateur OFDM

La séquence d'information en série divisée en blocs. Après, chaque bloc est mappé à

Travers Une constellation. Ensuite, une modulation aux M sous-porteuses parallèles dans le domaine fréquentiel. Les valeurs complexes résultantes sont converties par une IFFT du domaine temporel fréquentiel vers le domaine.

Le préfixe cyclique (ou l'intervalle de garde) est alors ajouté à chaque symbole avant

Conversion numériques-analogique et puis la transmission du signal dans domaine

Temporel [18].

III.3.3Démodulateur OFDM :

Le démodulateur se compose des blocs suivants :

- Entries des sous-porteuses utiles : pour transmettre les données 80
- Amplification de Gain
- Suppression du préfixe cyclique (Romove préfixe cyclique)
- FFT stipule l'utilisation de 64sous-porteuses (NFFT).
- Frame conversion
- Démultiplexage

- Supprime des sous-porteuses à valeurs nulles (pas de signal transmis)
- La sortie

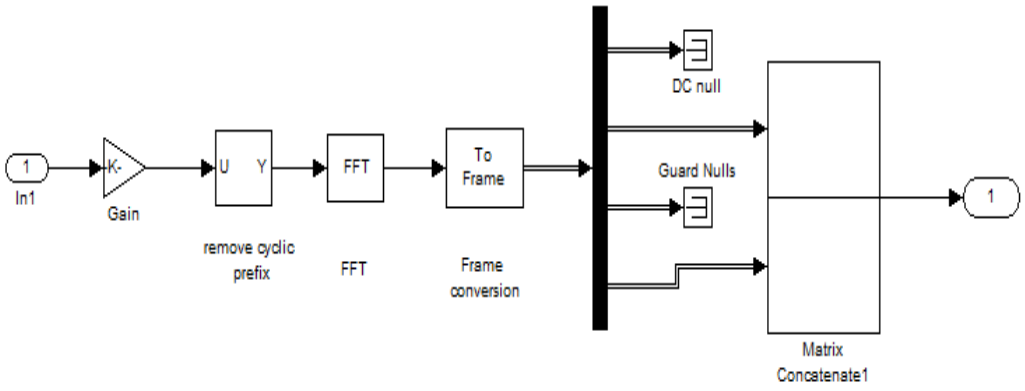


Figure (III.6) : démodulateur OFDM

Une suppression du préfixe cyclique suivie par une FFT de taille N agit pour traduire le symbole OFDM reçu en des signaux d'information de données complexes.

Les opérations de décodage et de dumping sont utilisées pour récupérer le flux des données transmises. On suppose que le signal est synchronisé, ce qui implique que le début de chaque paquet et la fréquence d'échantillonnage sont correct [18].

III.4 Modulation en Quadrature d'Amplitude (M-QAM) :

Ce système se compose de :

a-Un émetteur qui se compose de :

- un générateur d'un signal Random Integer communication.
- Modulation rectangulaire Quadratique Amplitude (Mair=2 ; 4 ; 8 ; 16 ; 32 ; 64)

b- Un Canal AWGN.

c-Un récepteur qui se compose d'un :

- Démodulation rectangulaire quadratique amplitude (Mair=2 ; 4 ; 8 ; 16 ; 32; 64)

d-Pour l'affichage on trouve :

- Bloc erreur rate calcul

- Display

Le tableau suivant présente les paramètres utilisés M-QAM

M-QAM	2-QAM	4-QAM	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM
Random integer	T_s=0.001s	T_s=0.001s	T_s=0.001s	T_s=0.001s	T_s=0.001s	T_s=0.001s
Rectangular M- QAM	M=2	M=4	M=8	M=16	M=32	M=64
channel **AWGN**	1 bit / symbole	2bit / symbole	3 bit / symbole	4 bit / symbole	5 bit / symbole	6 bit / symbole

Tableau (III.1) : Paramètres les différents modulations -M_QAM

III.4.1Modulation en Quadrature d'Amplitude 2-QAM :

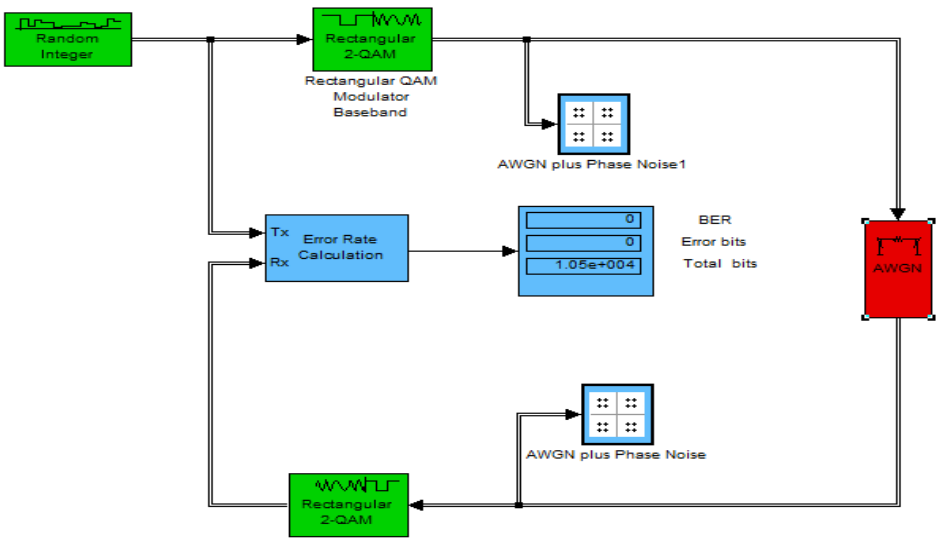


Figure (III.7) : Modulation Amplitude Quadrature (2-QAM)

III.5 Modulation à saut de phase M-PSK :

a- Modulation à saut de phase binaire (BPSK) :

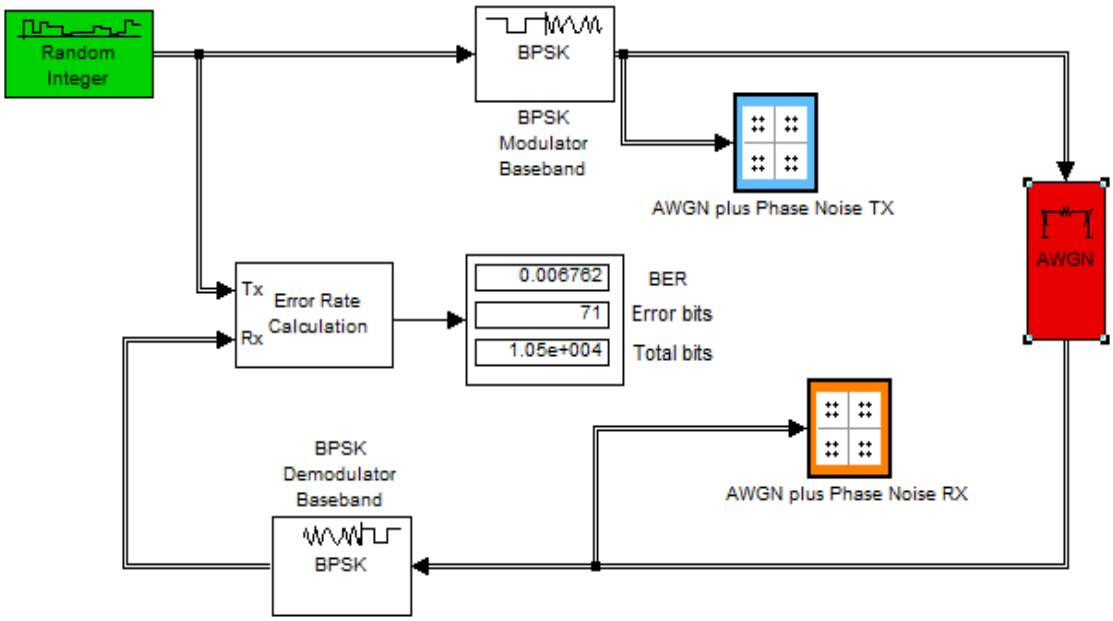


Figure (III. 8) : Modulation à saut de phase binaire (BPSK)

III.6 L'OFDM à base de M-PSK :

Sont comparés avec les différents types de modulation de sous porteuses

a- L'émetteur:

L'émetteur se compose de:

- un générateur d'un signal Bernoulli Binaire blocs communication de Blokset

équiprobables probabilité de zéro=0.5 Nombre de sous-porteuses données 48.

- Une modulation constellation de la modulation de phase QPSK (Quadrature Phase Shift Keying); entrée binaire.
- Un bloc de zéro permet d'ajouté 12 bit zéro pour obtenir entre IFFT 64 sous porteuse.

- Un sélecteur :Le bloc sélecteur génère en sortie sélectionnée donné des éléments d'un vecteur d'entrée, une matrice ou d'un signal multi dimensionnel.
- L'IFFT, transformée de Fourier inverse, convertie le signal de domaine fréquentiel au domaine temporale La taille de l'IFFT 64.
- Préfix Cyclique ajouté un intervalle garde Tg$\geq \tau max$ la sortie 80 (la longueur d'intervalle16 +64 qui est la sortie de l'IFFT)
- Conversion en trame (Frame conversion) : Pour regrouper les données en trame de 64 éléments. Au niveau de cette étape nous avons reconstitué 64 éléments,52 éléments de données utiles plus 12 zéros de bourrage ajoutées par l'IFFT lors de la modulation.

b- Le canal AWGN:

C'est un Canal gaussien, où la valeur du SNR peut être modifiée pour déterminer la limite pour laquelle on commence à avoir un taux d'erreur élevé

c-Le récepteur :

Le récepteur se compose de:

- Un bloc de suppression du préfixe cyclique (remove cyclique préfixe) : Cette étape consiste à supprimer la copie de la fin du symbole qui était ajouté à l'émission pour éliminer les interférences entre symboles.
- L'étage FFT, où le signal parvenu au bloc de la FFT après suppression de l'intervalle de garde, ce bloc Convertie le symbole OFDM en des signaux d'information. Il réalise l'opération inverse de L'IFFT (convertie le signal de domaine temporal à domaine fréquentiel).
- Suppression des zéro ajoutés (Remove zéro padding) : Cette étape consiste à supprimer les bits zéro ajoutés à l'émission.
- Pour regrouper en trame (To Frame) : la démodulation 4-PSK qui est l'opération inverse de modulation et qui fait correspondre à un vecteur (I, Q) un ensemble de bits selon la modulation en constellation utilisée à l'émission.

d-Affichage :

- Le taux d'erreur est calculé en comparant les bits d'émission (source) et les bits reçus (démodulation)
- Affichage (Display) : (affiche le BER , nombre de bit erreur, nombre de bit total)

OFDM-M_PSK	**OFDM-QPSK**	**OFDM-8PSK**	**OFDM-16PSK**
Bernoulli binaire	Probabilité de zéro 0.5 ; Data 48	Probabilité de zéro 0.5 ; Data 48	Probabilité de zéro 0.5 ; Data 48
Modulation M-PSK	M=4 avec code Gray	M=8 avec code Gray	M=16 avec code Gray
La taille IFFT	64	64	64
Canal AWGN	2bits/symbole	3bits/symbole	4bits/symbole

Tableau III.2Paramètres du système OFDM (QPSK, 8PSK, 16PSK).

III.7 Modulation et Démodulation OFDM à base de M-PSK :

a-OFDM à base de QPSK :

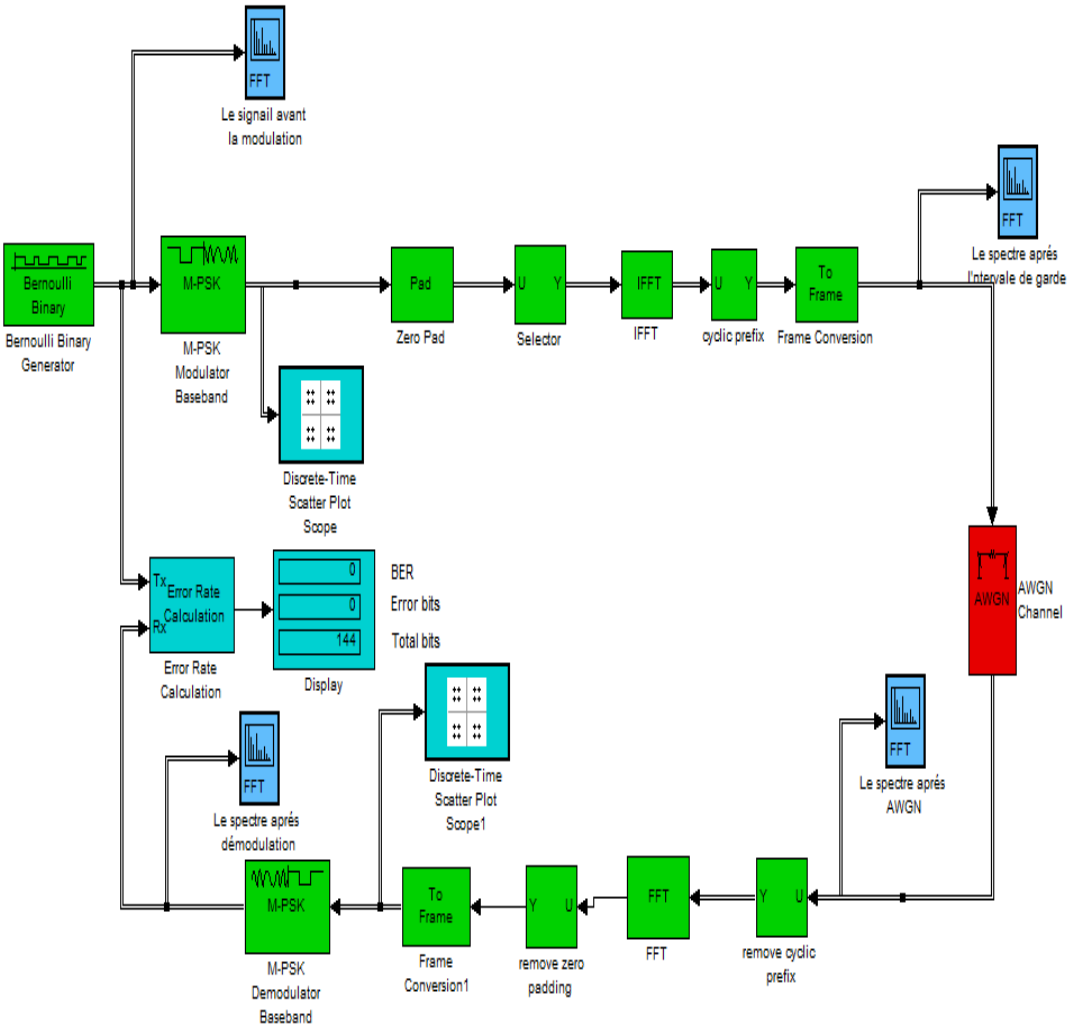


Figure III. 9: OFDM -QPSK

b- OFDM à base de 8PSK :

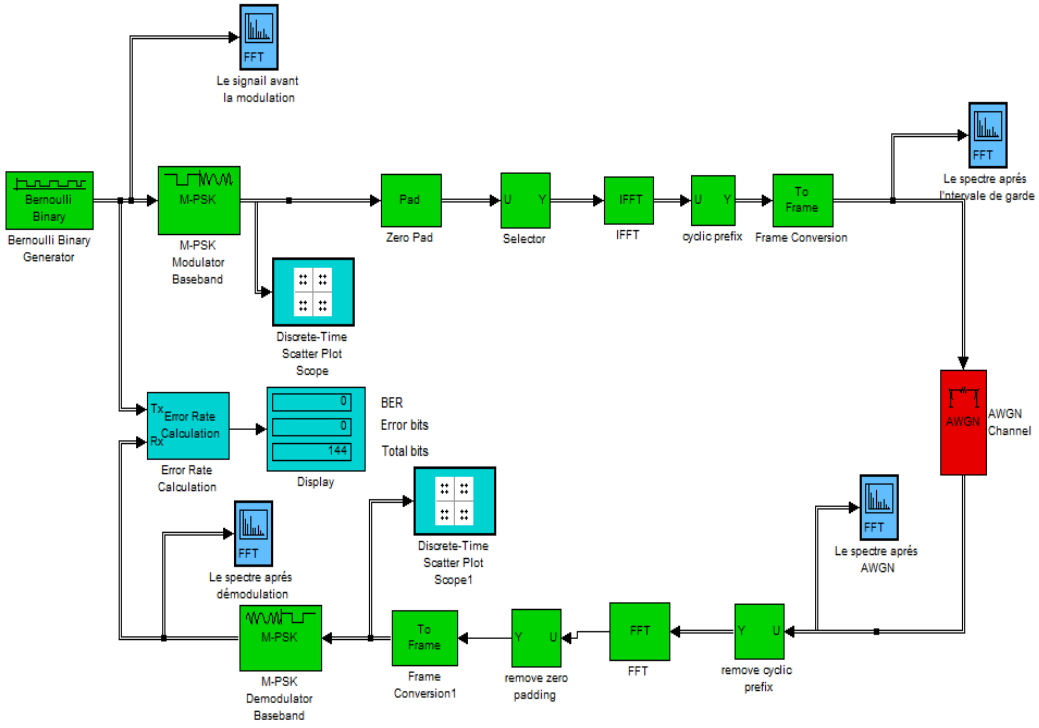


Figure (III.10) :OFDM -8PSK

a- OFDM à base de 16PSK

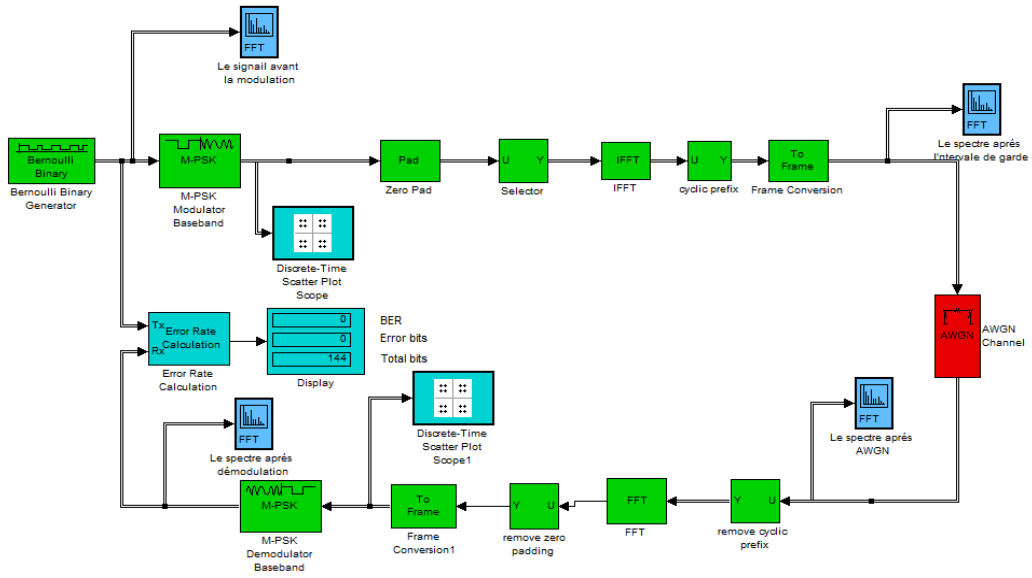
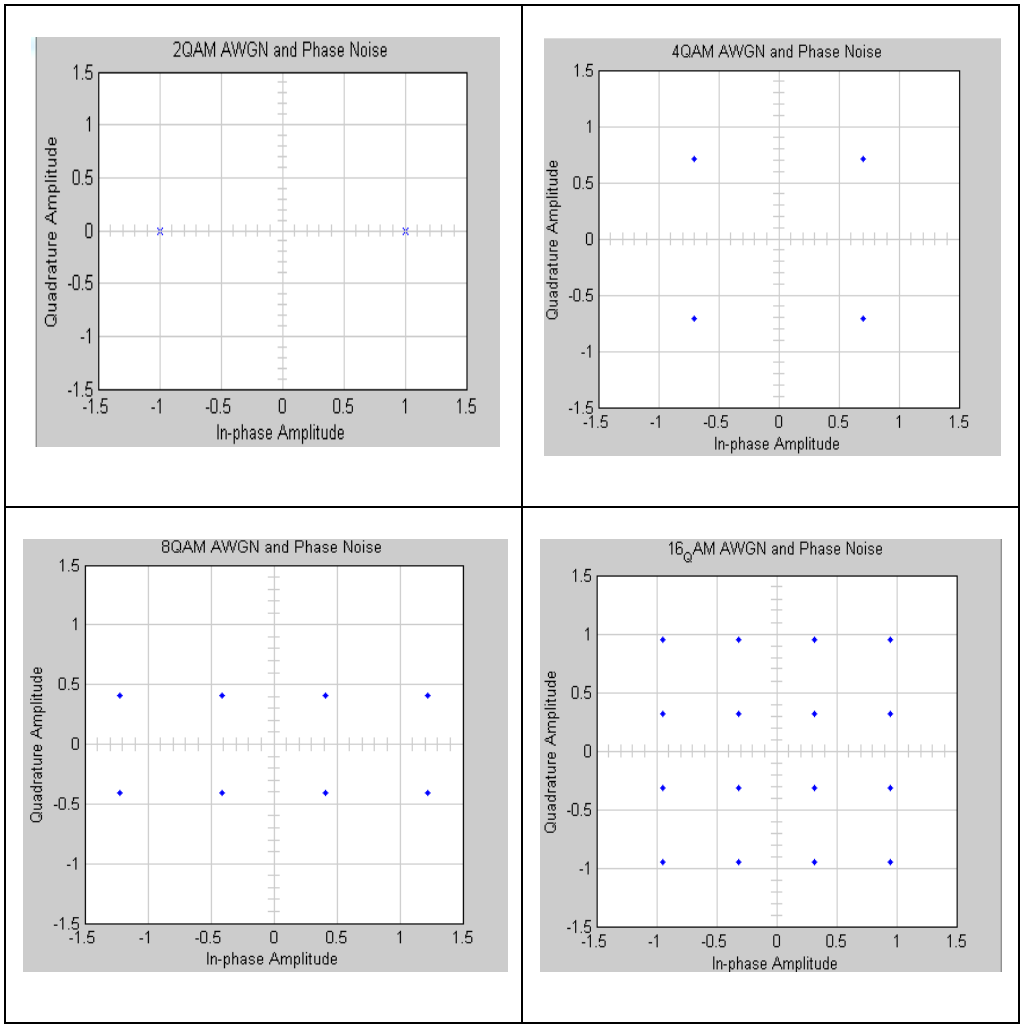


Figure (III.11) :OFDM -16PSK

III.8 Diagramme de constellation :

Les figures suivantes montrent les diagrammes de constellation dans le plan I/Q des modulations utilisées (2-QAM ,4-QAM ,8-QAM et 16-QAM e, 64-QAM) et (BPSK, QPSK,8-PSK, 16-PSK, 32-PSK, 64-PSK) et OFDM(QPSK, 8-PSK, 16-PSK) en prenant les SNR comme paramétré à varier sur le modèle de canal les symbole des données émission en Blue(✶) et les symbole de données reçues rouge ( ).

III.8.1 Diagramme de constellation pour les émetteurs M-QAM



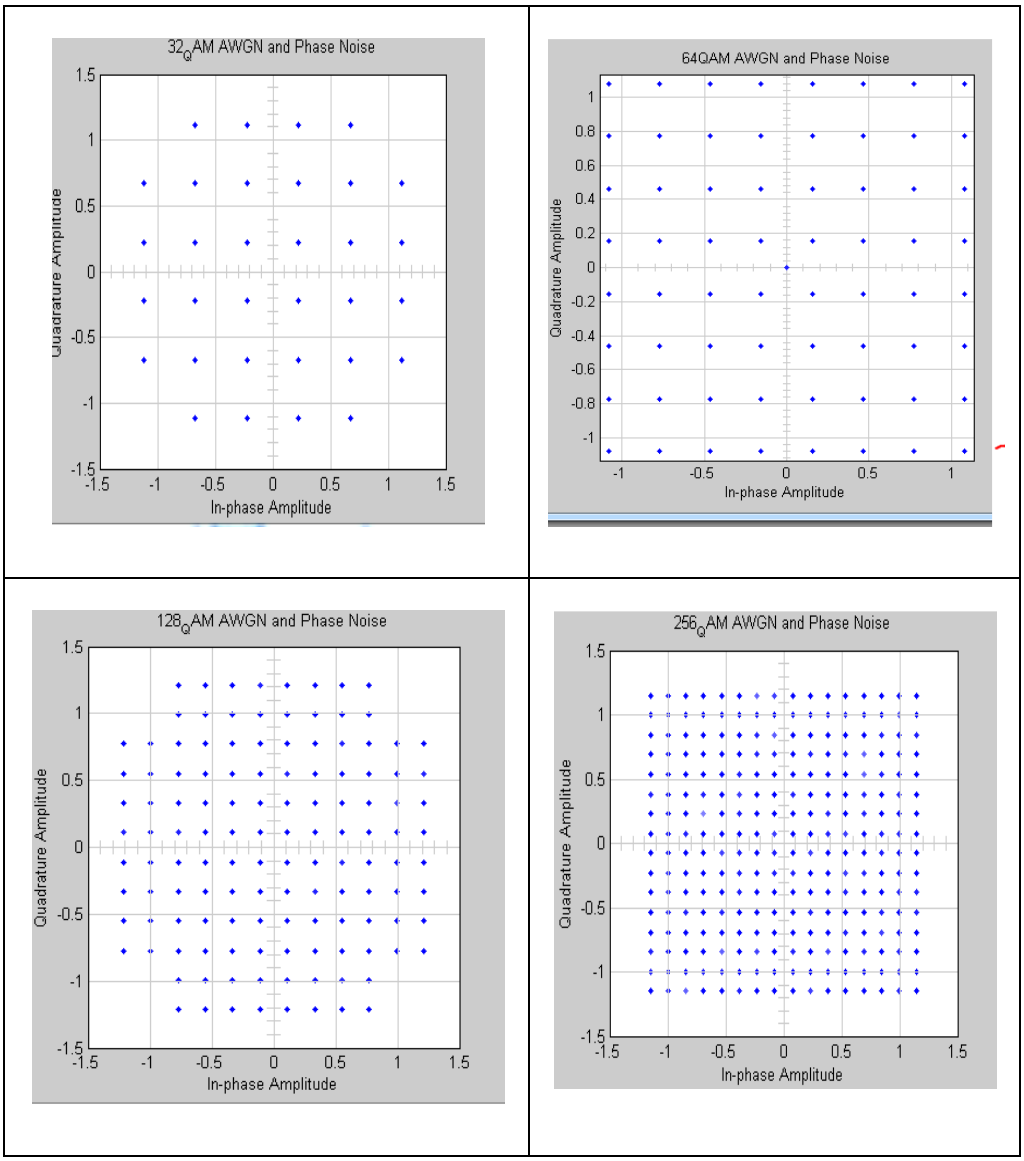
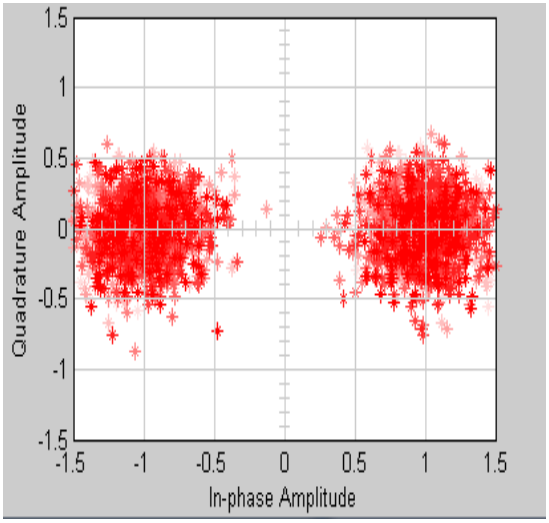


Figure (III.12): diagramme de constellation d'émetteur pour M-QAM.

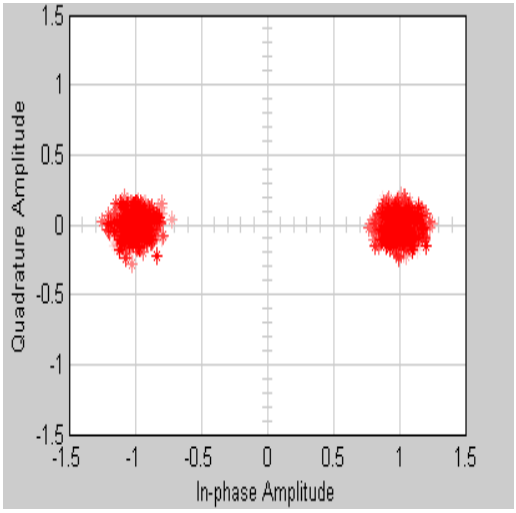
III.8.2 Diagramme de constellation pour les Récepteurs M-QAM :

a-Récepteur 2-QAM pour divers SNR :

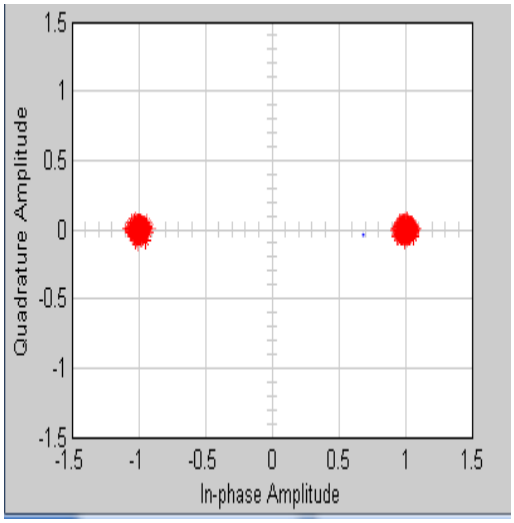
2-QAM pour SNR=10dB



2-QAM pour SNR=40 dB



2-QAMSNR=30dB



2-QAMSNR=40dB

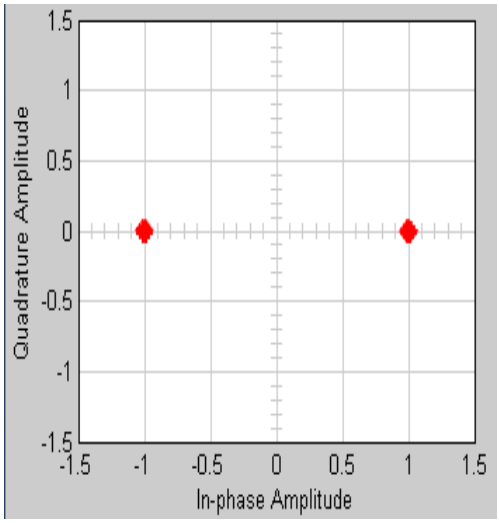
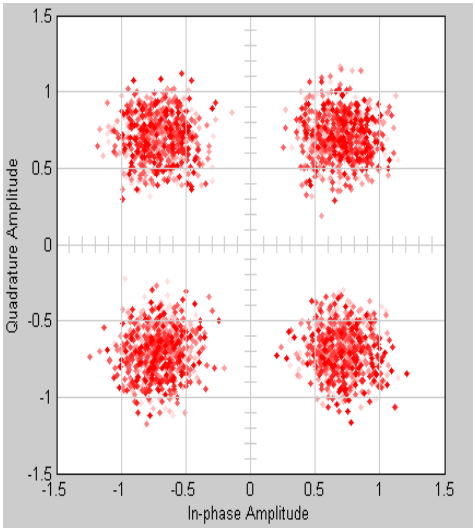


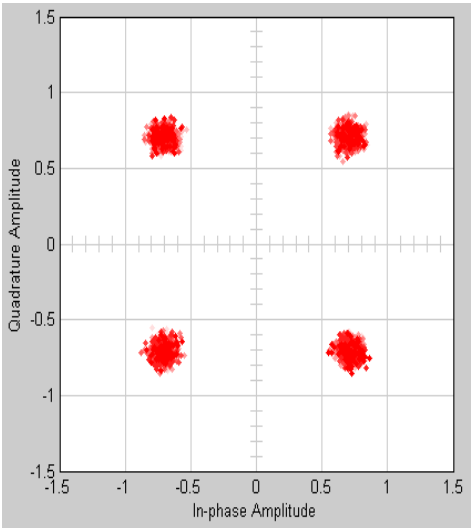
Figure (III.13) : diagramme de constellation de récepteur pour 2-QAM.

b-Récepteur 4-QAM pour divers SNR :

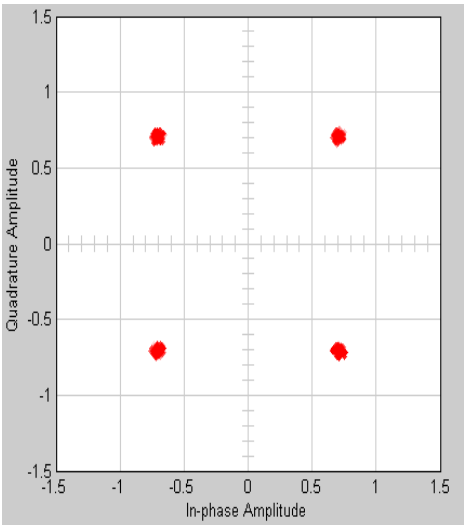
4-QAM pour SNR=10dB



4-QAM pour SNR=20dB



4-QAM pour SNR=30dB



4-QAM pour SNR=40dB

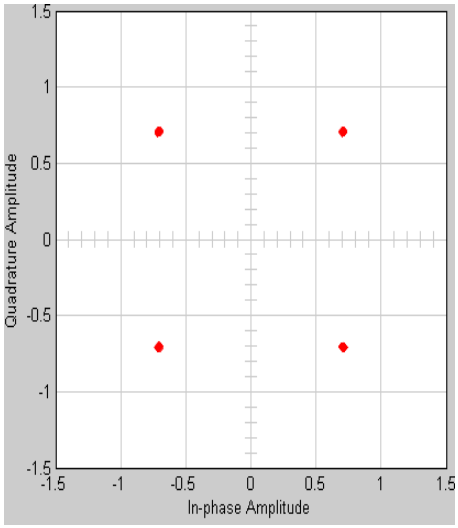
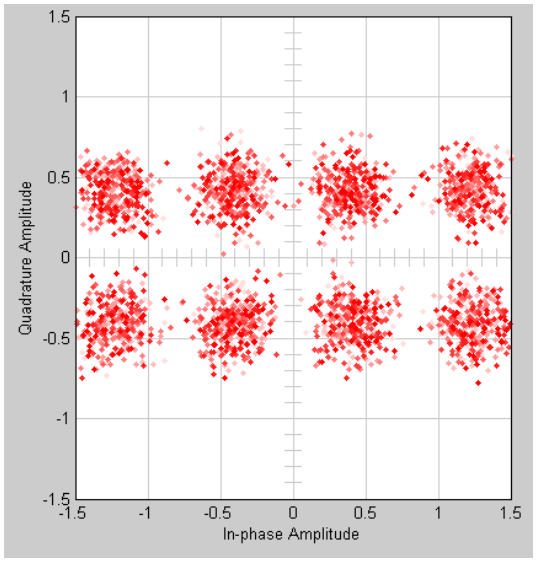


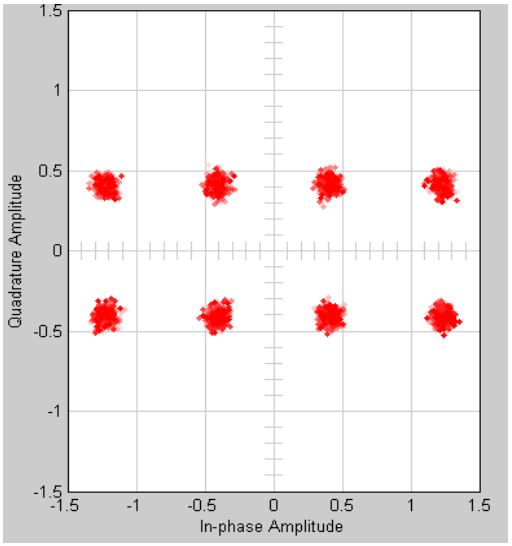
Figure (III.14) : diagramme de constellation de récepteur pour 4-QAM.

C-Récepteur 8-QAM pour divers SNR :

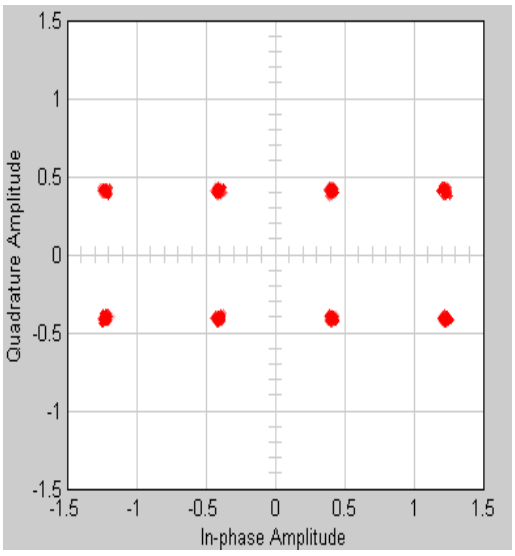
8-QAM pour SNR=10



8-QAM pour SNR=20dB



8-QAM pour SNR=30dB



8-QAM pour SNR=40dB

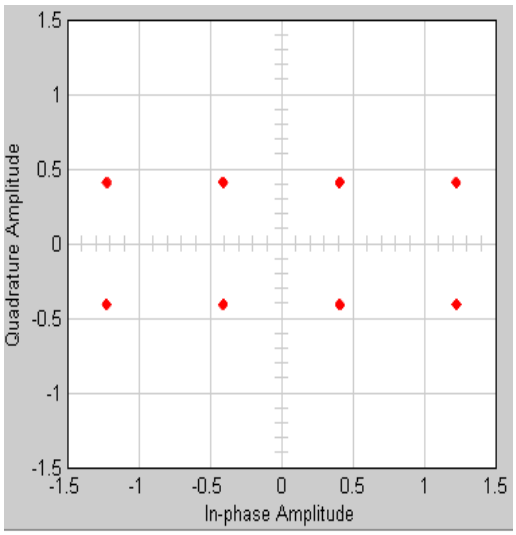
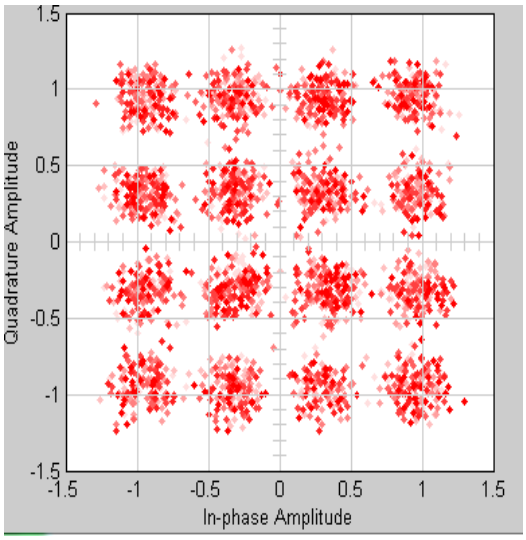


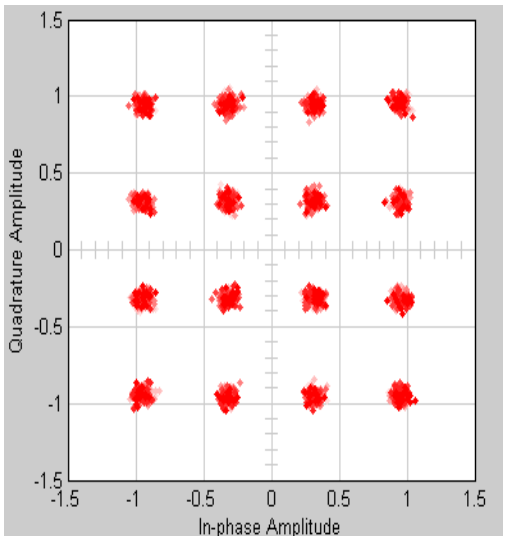
Figure (III-15) : diagramme de constellation de récepteur pour 8-QAM

d-Récepteur 16-QAM pour divers SNR :

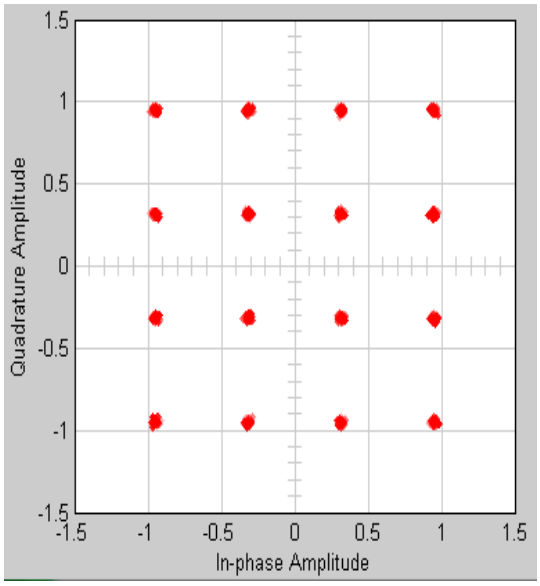
16-QAM pour SNR=10dB



16-QAM pour SNR=20dB



16QAM SNR=30dB



16-QAM pour SNR=40dB

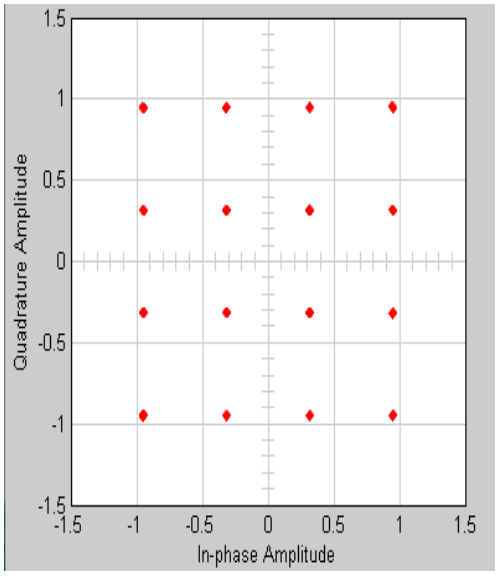
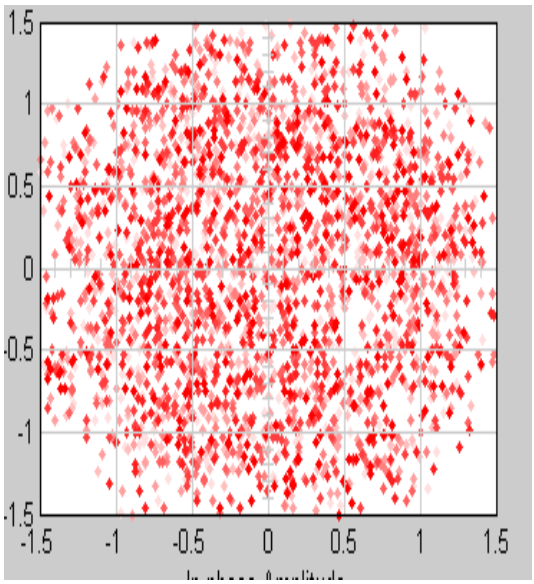


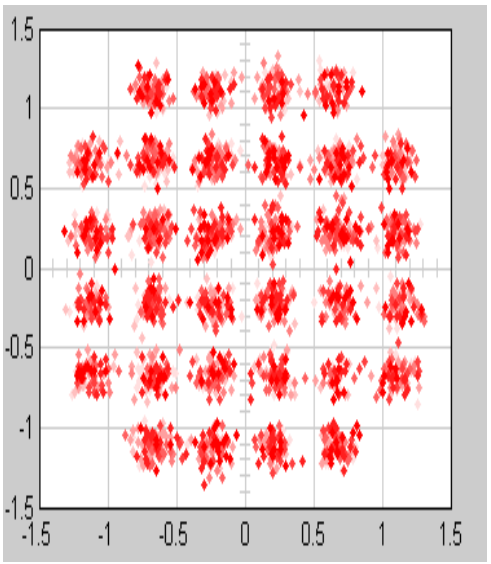
Figure (III.16): diagramme de constellation pour 16-QAM.

e-Récepteur 32-QAM pour divers SNR :

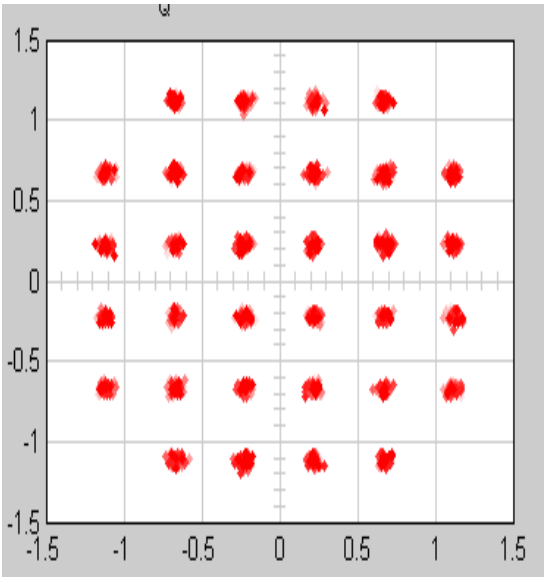
32-QAM pour SNR=10dB



32-QAM pour SNR=20dB



32-QAM pour SNR=30dB



32-QAM pour SNR=40dB

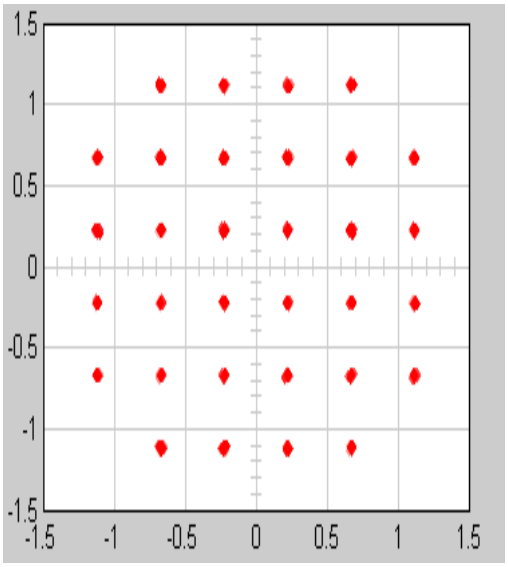


Figure (III.17) : diagramme de constellation pour 32-QAM.

f-Récepteur 64-QAM pour divers SNR :

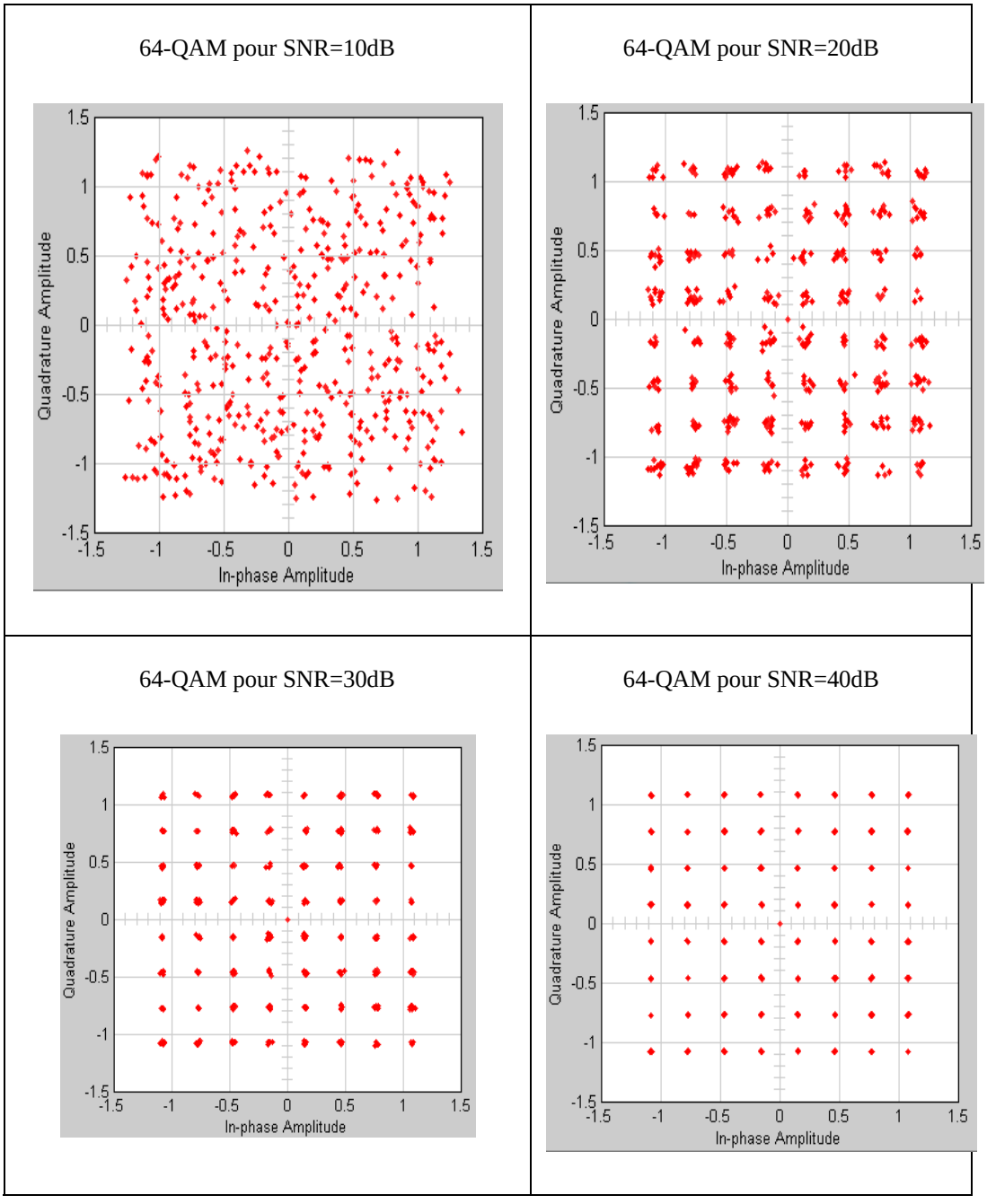
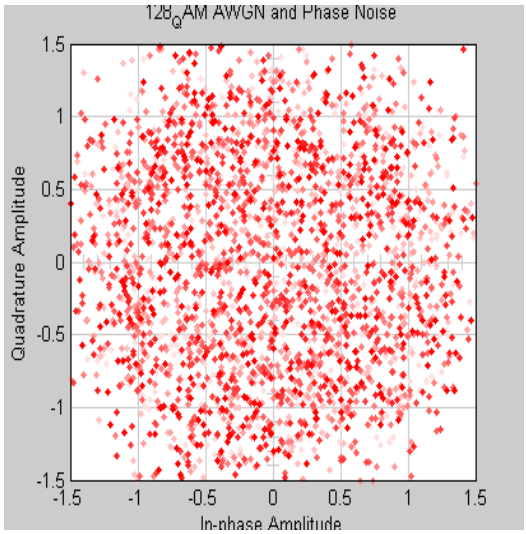


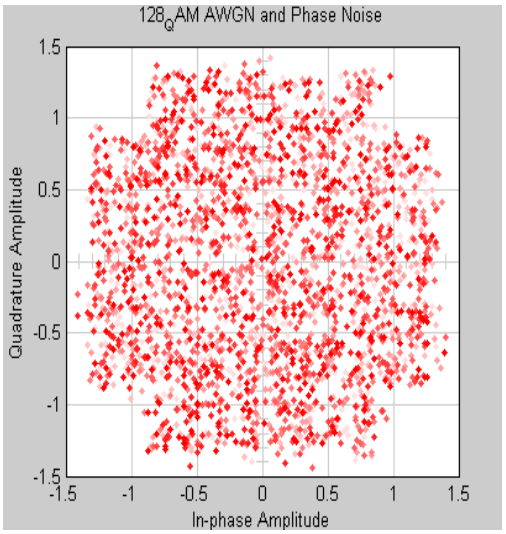
Figure (III-18): diagramme de constellation pour 64- QAM

g-Récepteur 128-QAM pour divers SNR :

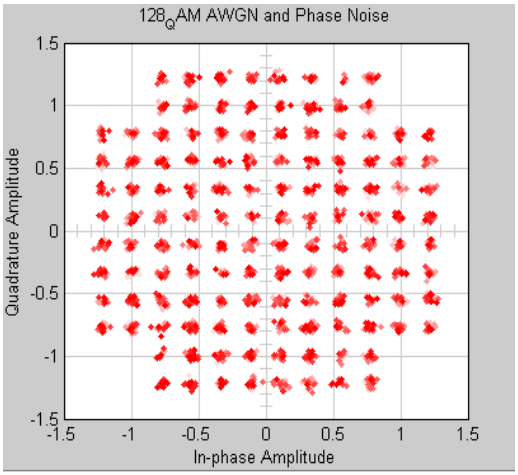
128-QAM pour SNR=10dB



128-QAM pour SNR=20dB



128-QAM pour SNR=30dB



128-QAM pour SNR=40 dB

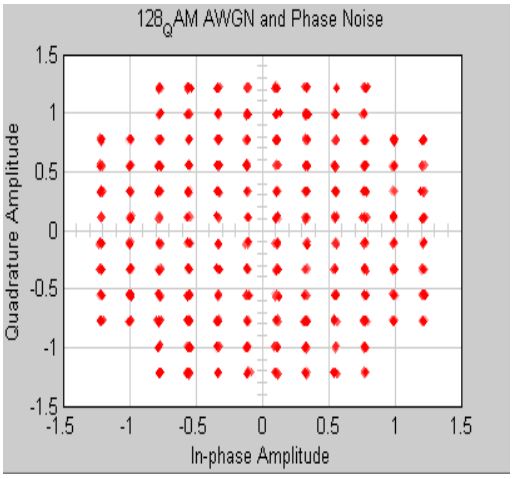
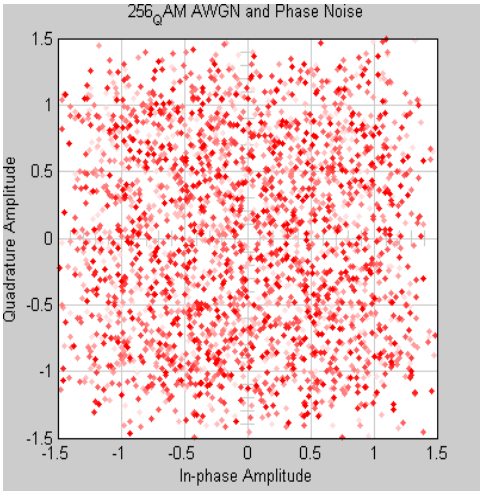


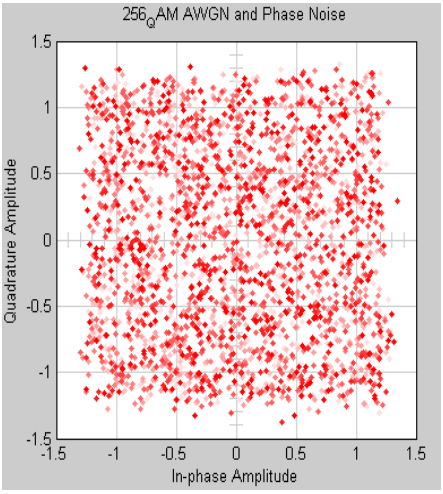
Figure (III.19): diagramme de constellation pour 128- QAM

h-Récepteur 128-QAM pour divers SNR :

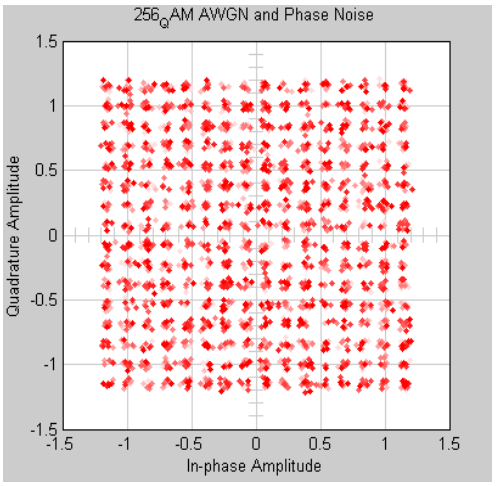
256-QAM pour SNR=10dB



256-QAM pour SNR=20dB



256-QAM pour SNR=30dB



256-QAM pour SNR=40dB

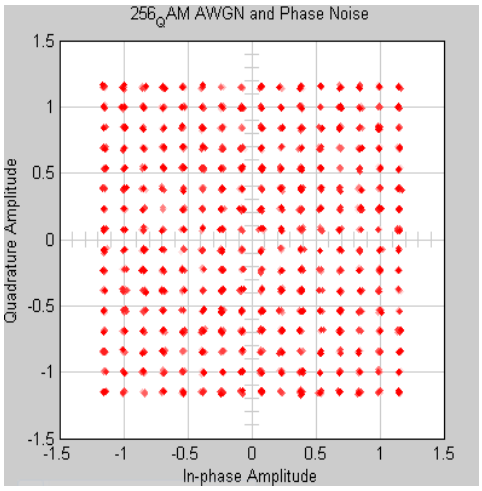


Figure (III-20): diagramme de constellation pour 256- QAM

Les figures III.13, III.14, III.15 , III.16, III.17, III.18, III.19, III.20,montrent que

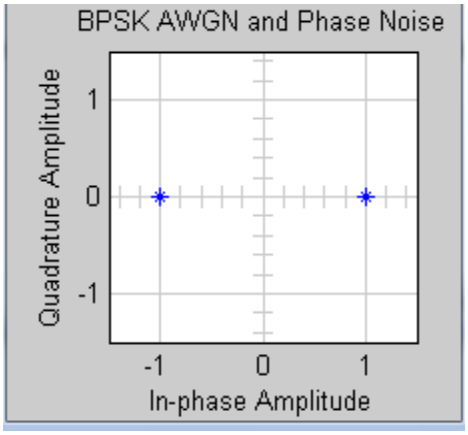
L'augmentation du SNR fait diminuer l'effet du bruit et le rend concentré autour des symboles.

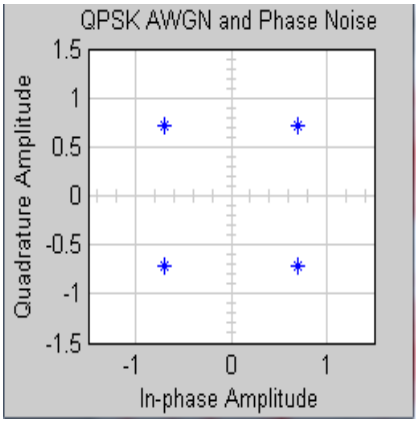
En utilisant le bruit blanc gaussien additif(AWGN), la réception est minimes erreurs

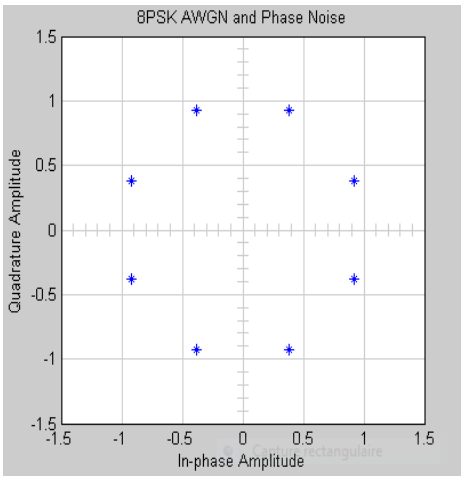
pour le SNR= 30 dB pour la 2-QAM et SNR=40 dB pour 4-QAM et 8-QAM et SNR=15dB

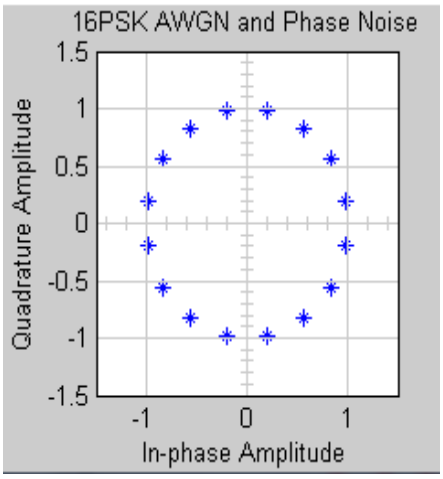
pour 16-QAM=SNR=20dBpour 32-QAM; SNR= 25dB pour 64-QAM.

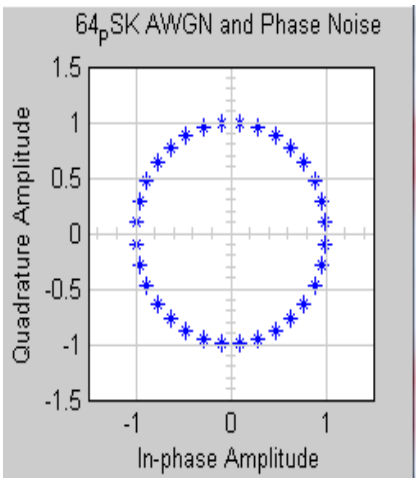
III.8.3 Diagrammes de constellation pour les émetteurs M-PSK :

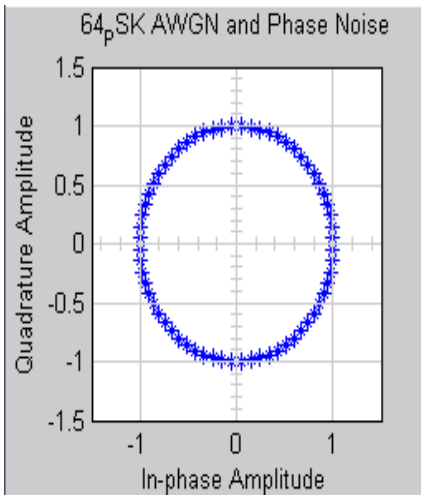












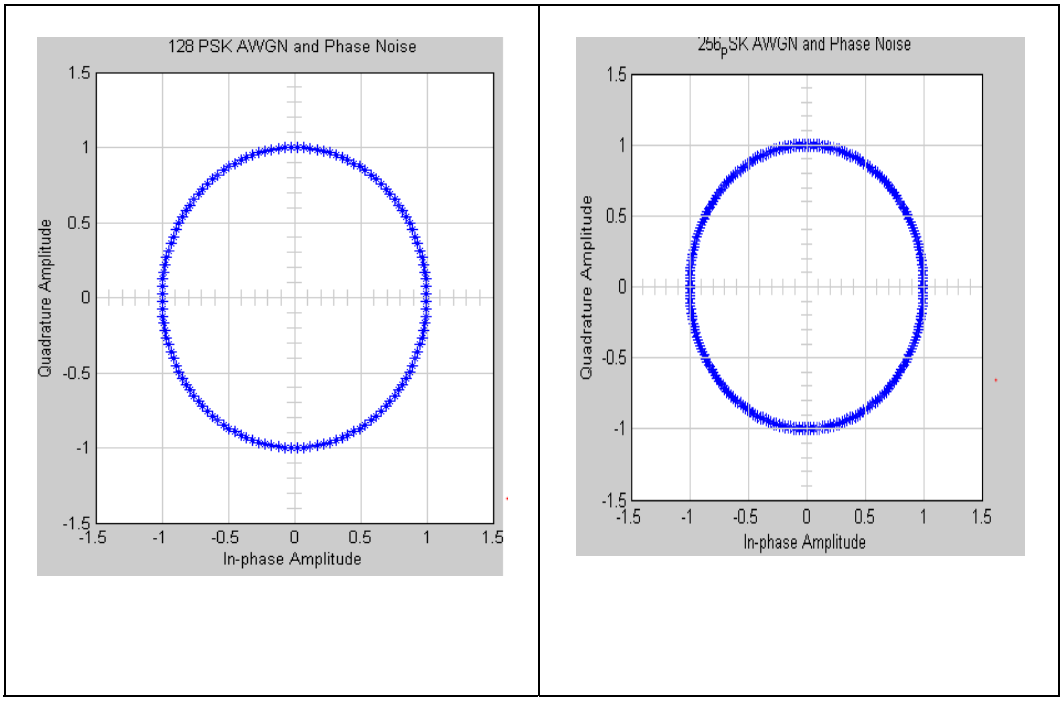


Figure (III.21) : diagramme de constellation d'émetteur pour M-PSK..

III.8.4 Diagramme de constellation des Récepteurs M-PSK :

a- Récepteur BPSK pour divers SNR :

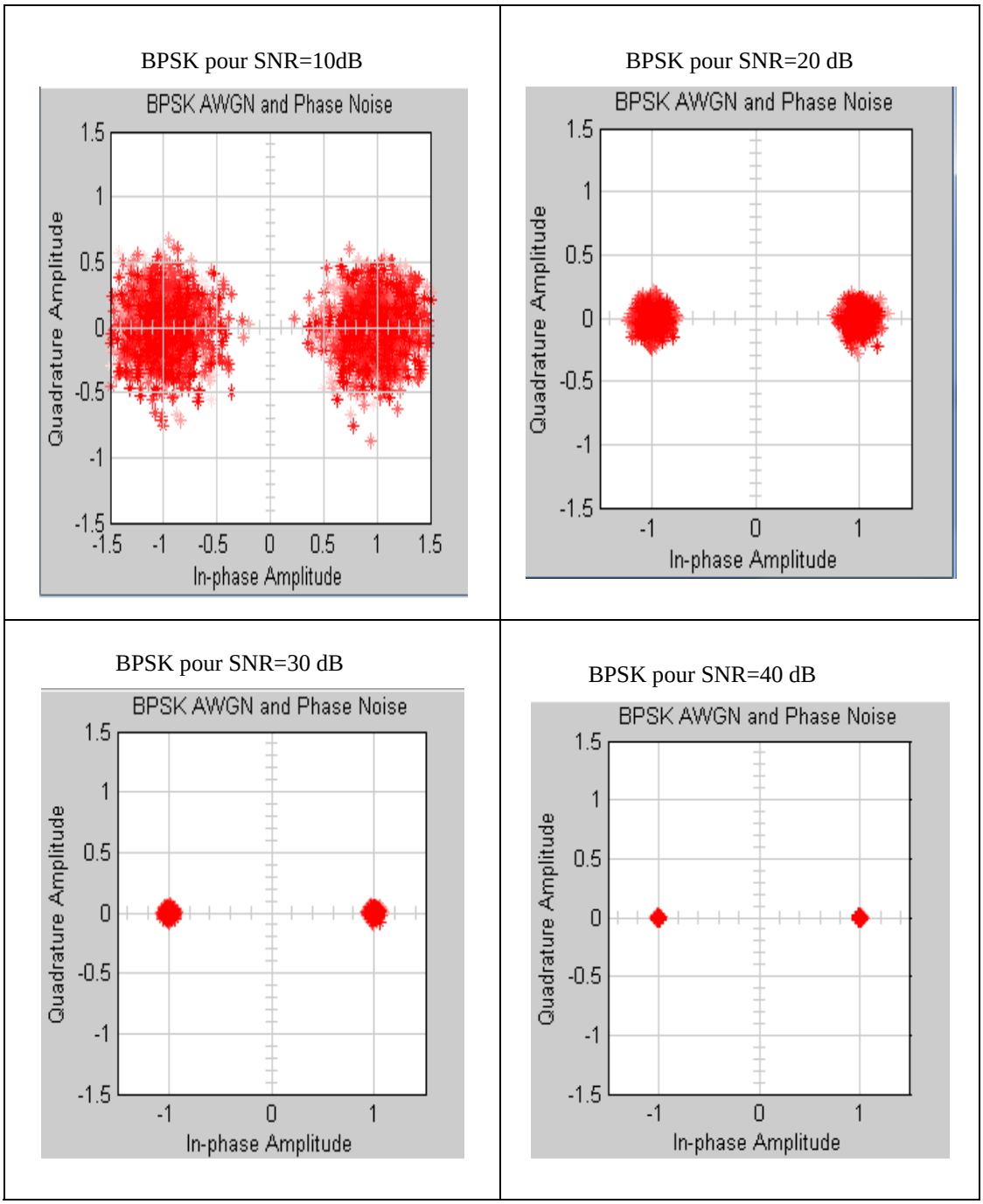
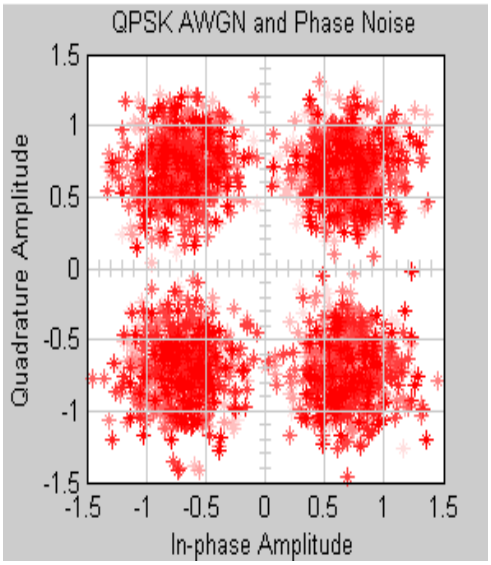


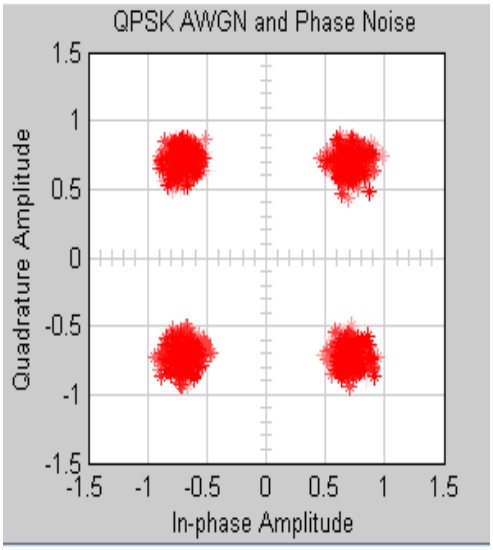
Figure (III.22): diagramme de constellation pour le récepteur BPSK.

b- Récepteur QPSK pour divers SNR :

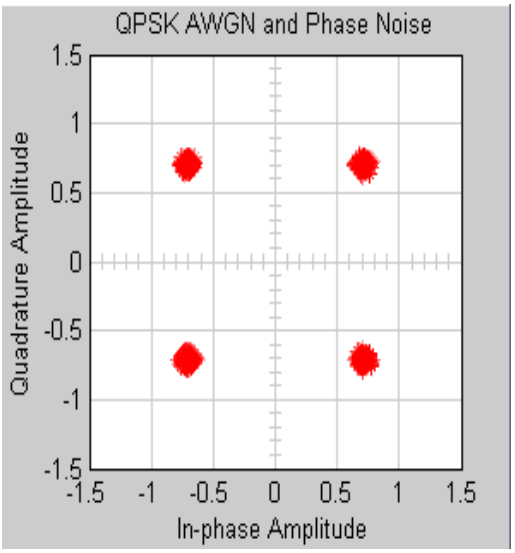
QPSK pour SNR=20dB



QPSK pour SNR=20dB



QPSK pour SNR=30 dB



QPSK pour SNR=40 dB

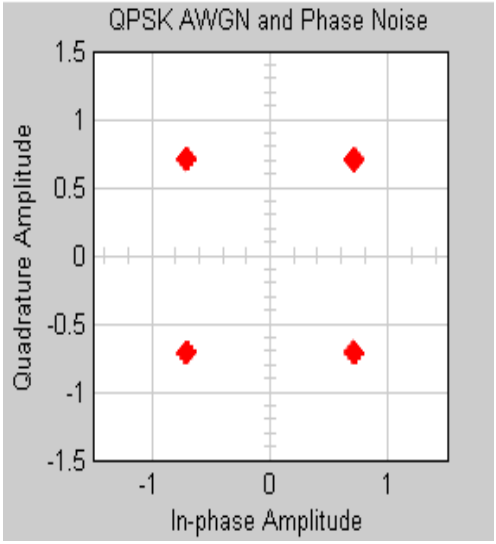
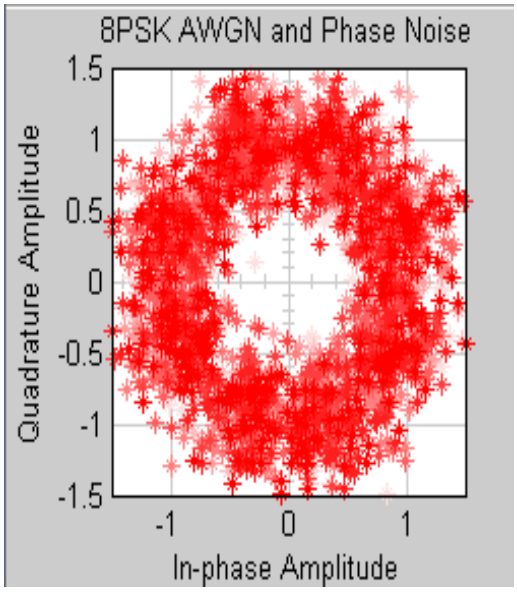


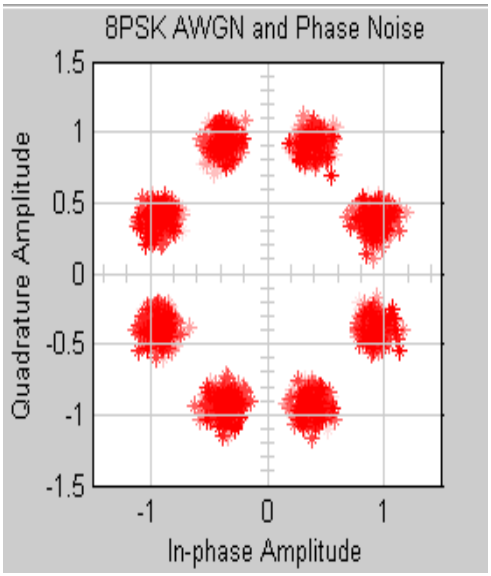
Figure (III-23) : diagramme de constellation pour QPSK

c- Récepteur 8-PSK pour divers SNR :

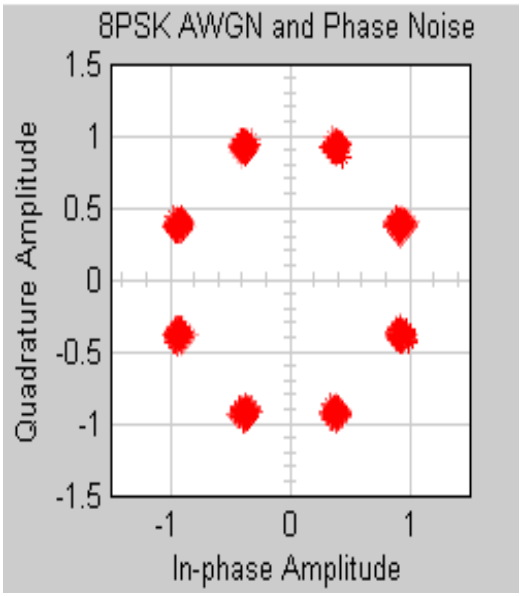
SNR=10dB



SNR=20dB



SNR=30 dB



SNR=40 dB

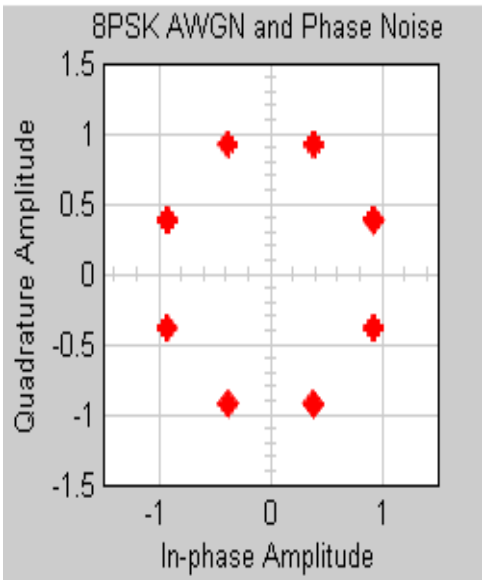
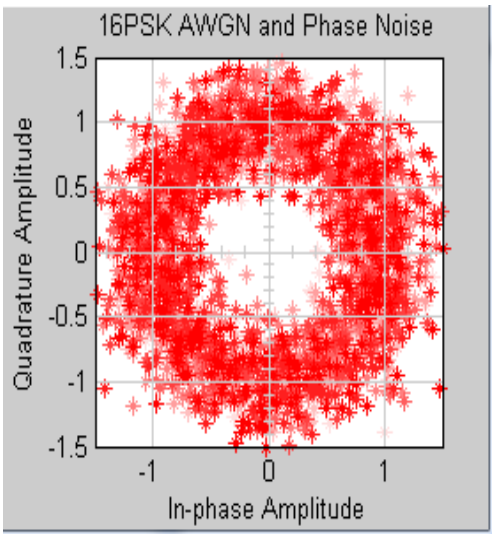


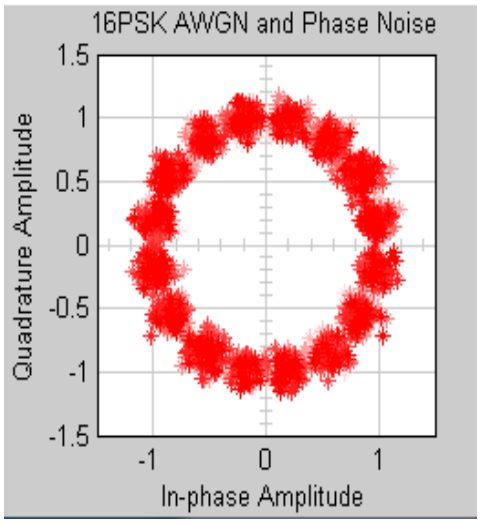
Figure (III.24): diagramme de constellation pour 8-PSK.

d- Récepteur 16-PSK pour divers SNR :

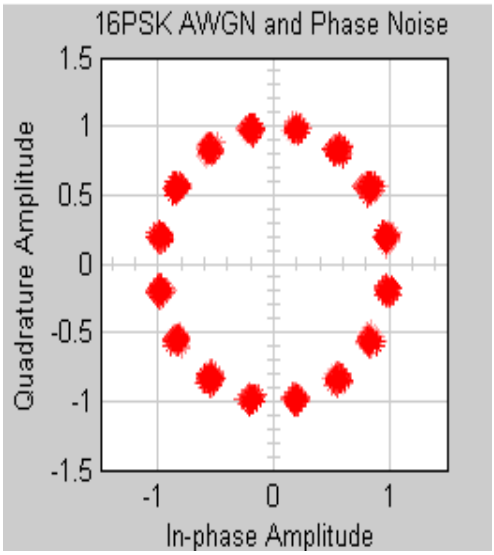
16-PSK pour SNR=10 dB



16-PSK pour SNR=20 dB



SNR=30 dB



SNR=40 dB

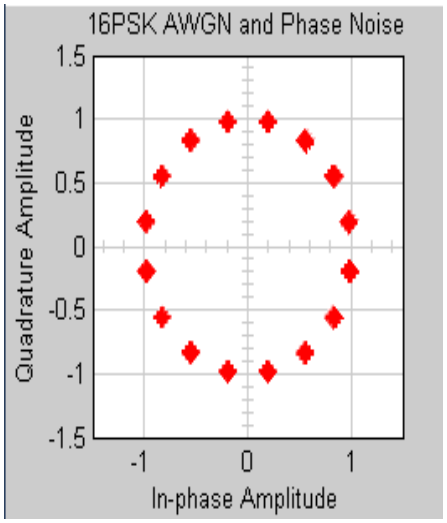
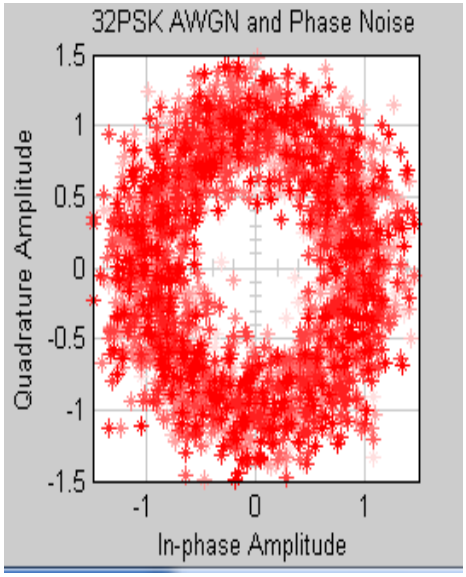


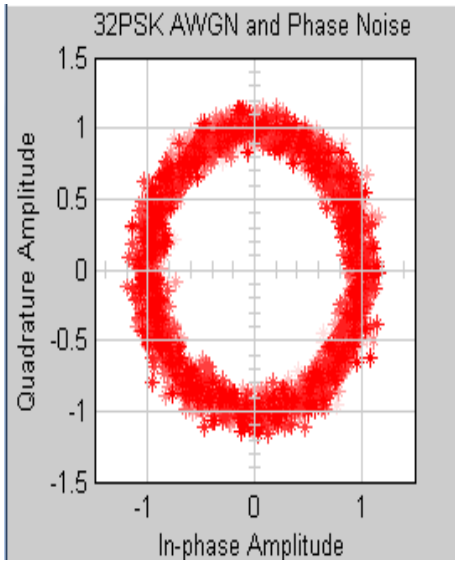
Figure (III.25) : diagramme de constellation pour 16-PSK

e- Récepteur 32-PSK pour divers SNR :

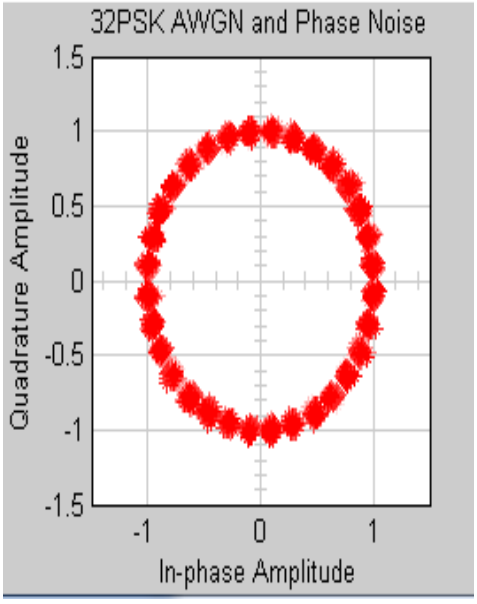
32-PSK pour SNR=10



32-PSK pour SNR=20



32-PSK pour SNR=30



32-PSK pour SNR=40

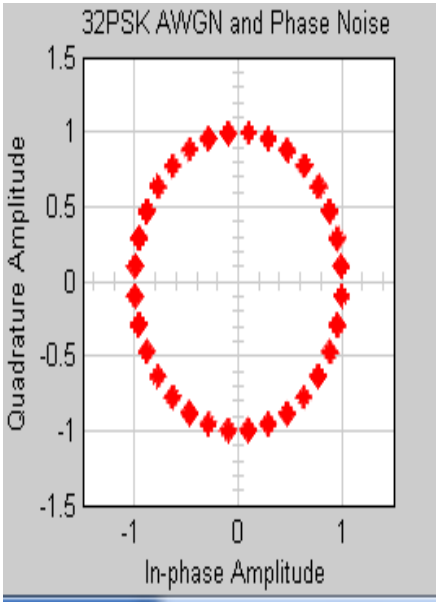
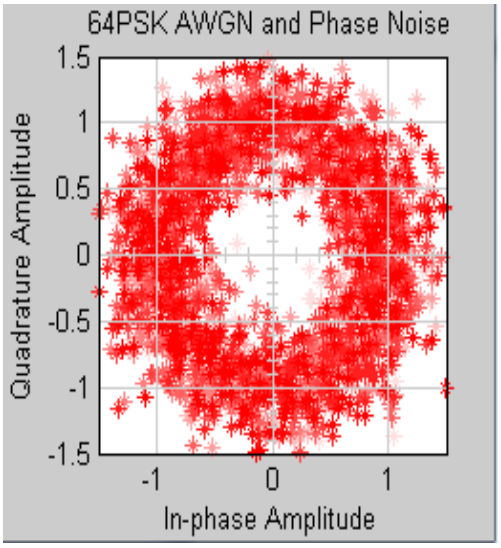


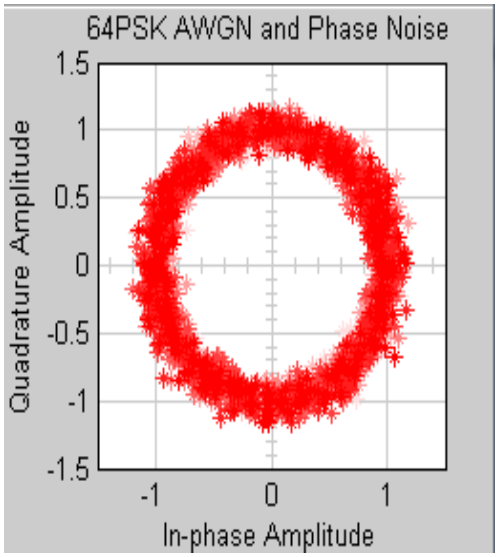
Figure (III.26) : diagramme de constellation pour 32-PSK

f- Récepteur 64-PSK pour divers SNR :

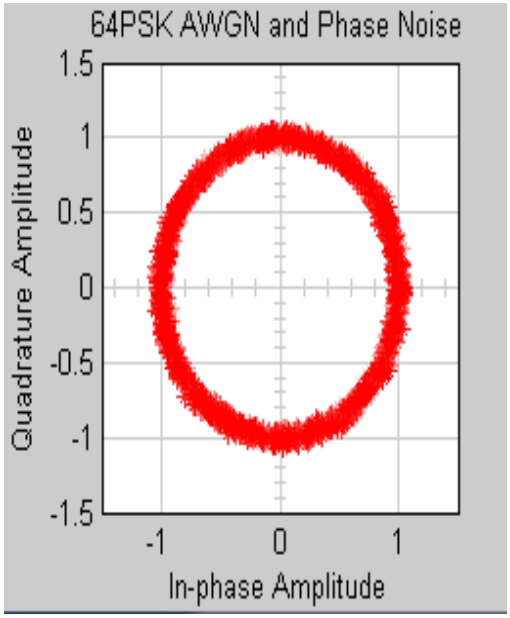
64-PSK pour SNR=10dB



64-PSK pour SNR=20dB



64-PSK pour SNR=30dB



64-PSK pour SNR=40dB

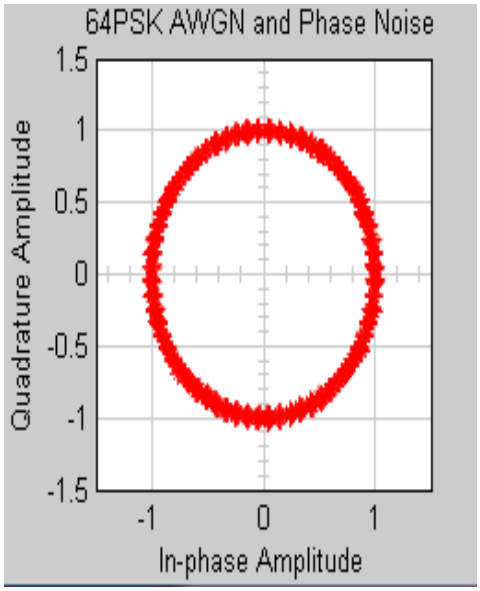
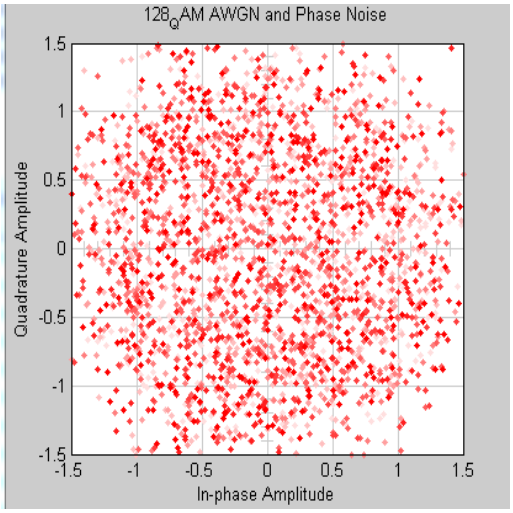


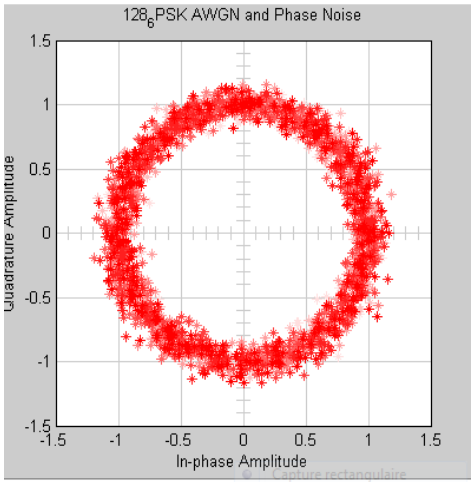
Figure (III.27) : diagramme de constellation pour 64-PSK

g-Récepteur 128-PSK pour divers SNR :

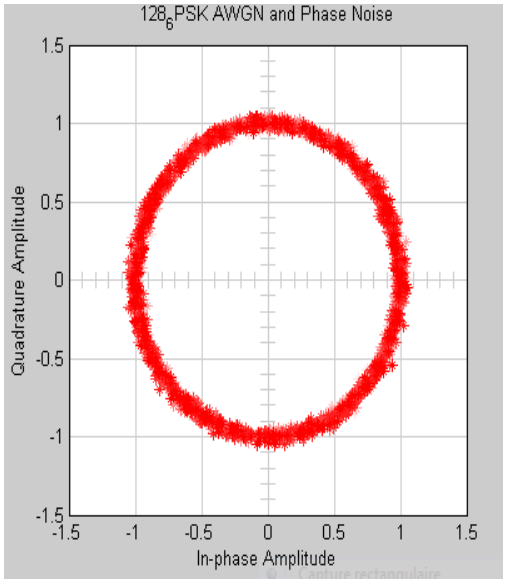
128-PSK pour SNR=10dB



128-PSK pour SNR=20dB



128-PSK pour SNR=30dB



128-PSK pour SNR=40dB

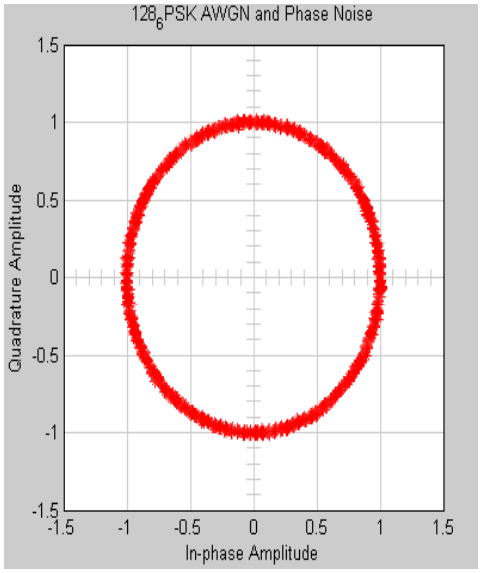
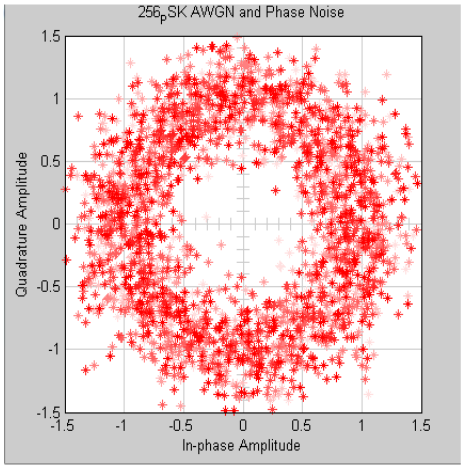


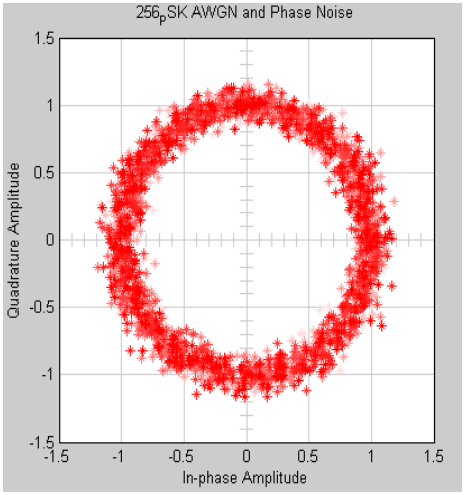
Figure (III.28) : diagramme de constellation pour 128-PSK

h-Récepteur 256-PSK pour divers SNR :

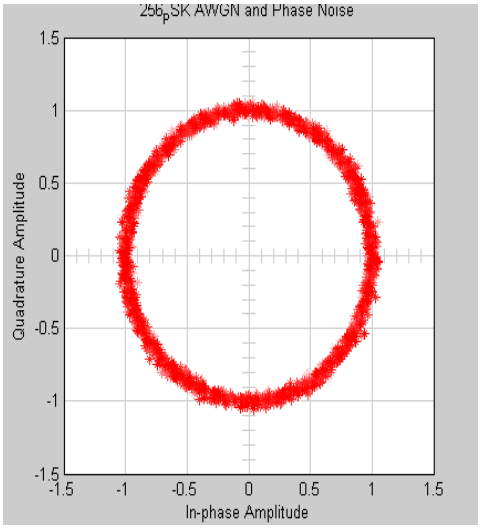
256-PSK pour SNR=10dB



256-PSK pour SNR=20dB



256-PSK pour SNR=30dB



256-PSK pour SNR=40dB

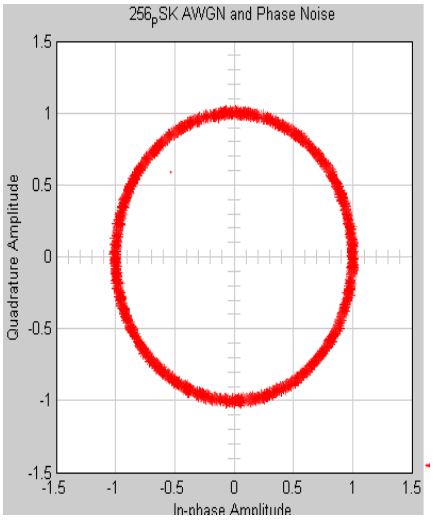
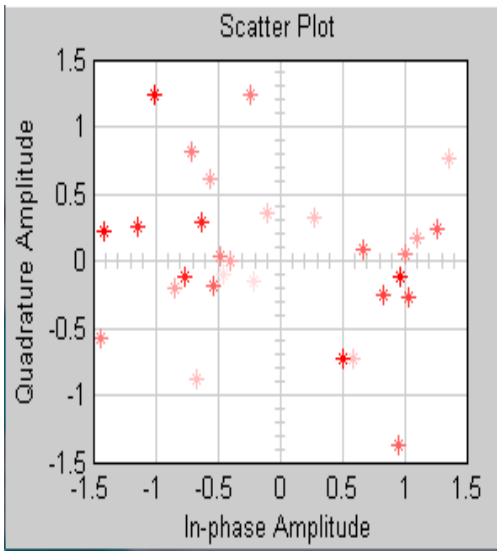


Figure (III.29) : diagramme de constellation pour 256-PSK.

III.8.5 Diagramme de constellation Récepteur OFDM à base de M-PSK:

a-Récepteur OFDM à base de QPSK:

OFDM à base de QPSK pour SNR=20dB



OFDM à base de QPSK pour SNR=45dB

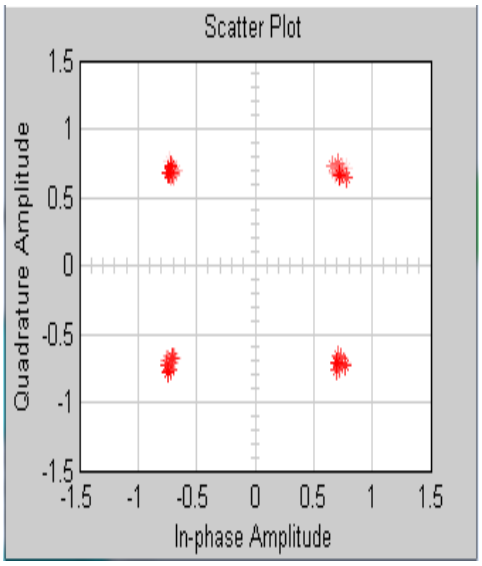
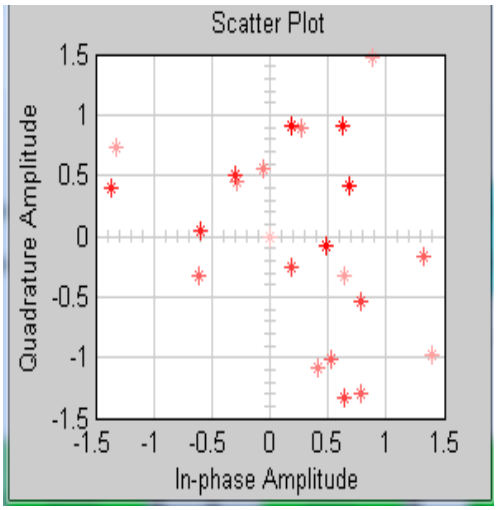


Figure (III.30) : diagramme de constellation pour OFDM-QPSK

b-Récepteur OFDM à base de 8-PSK pour divers SNR :

OFDM à base de 8-PSK pour SNR=20dB



OFDM à base de 8-PSK pour SNR=45dB

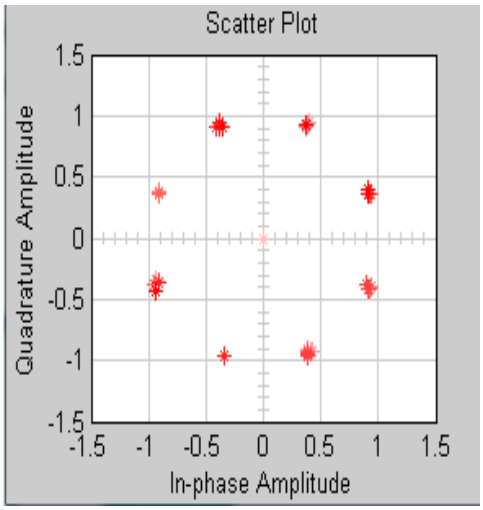
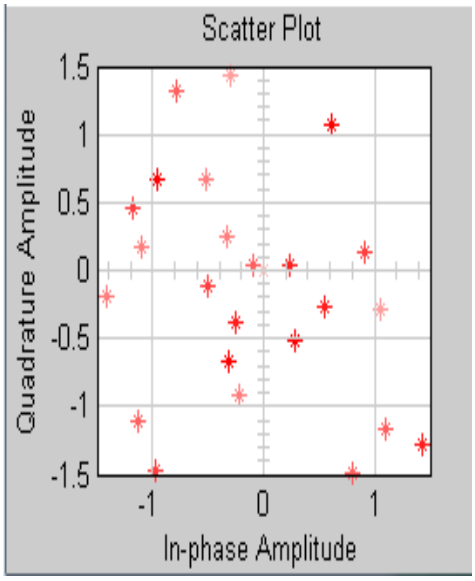


Figure (III.31) : diagramme de constellation pour OFDM-8PSK

c-Récepteur OFDM à base de 16-PSK pour divers SNR :

OFDM à base de 16-PSK pour SNR=20dB



OFDM à base de 16-PSK pour SNR=35dB

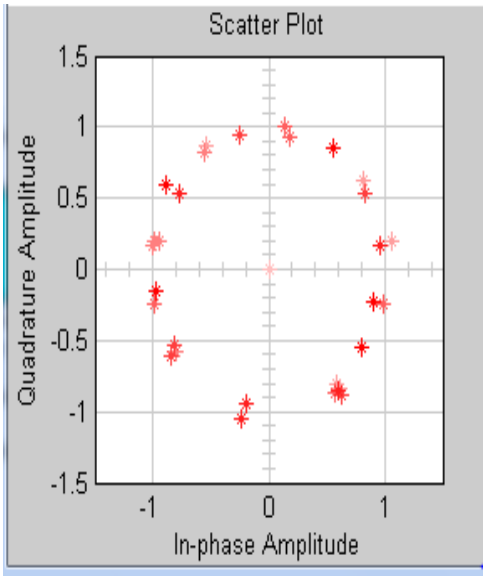


Figure (III.32) : diagramme de constellation pour OFDM-16-PSK

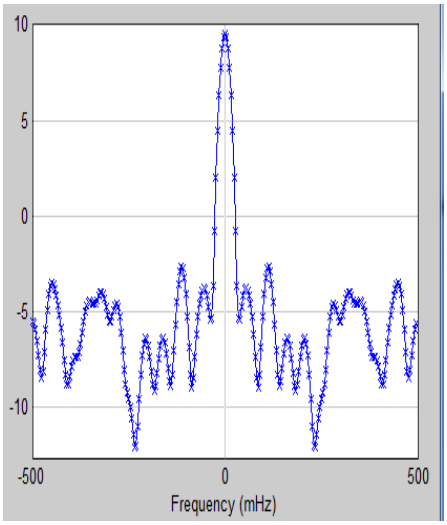
Les figures, montrent que l'augmentation du SNR fait diminuer l'effet du bruit et le rend concentré autour des symboles.

On peut remarquer la présence d'un fort bruit autour de l'information en considérant une chaîne de transmission OFDM, et ce, comparé aux constellations du canal AWGN (Bruit blanc gaussien additif).

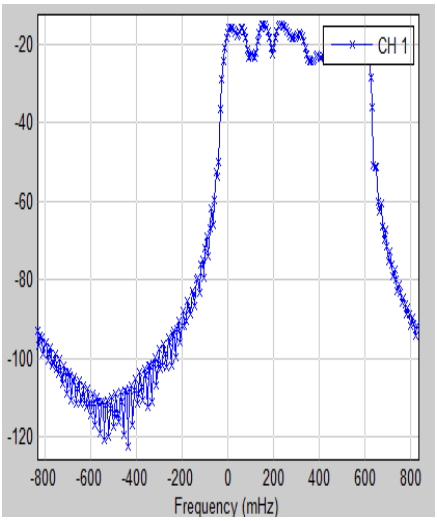
III. 8.6 Les spectres de signal OFDM-M_PSK :

a- Les spectres de signal OFDM-QPSK

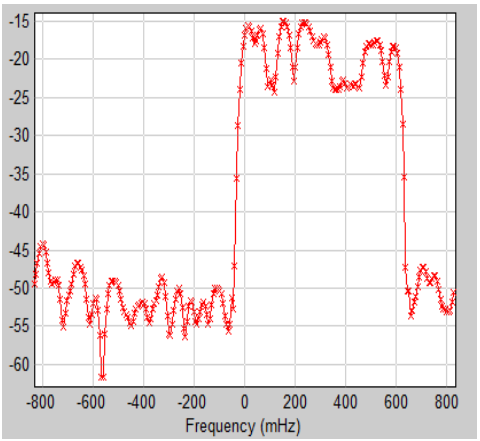
Le spectre de signal OFDM avant la modulation avec SNR=35 dB



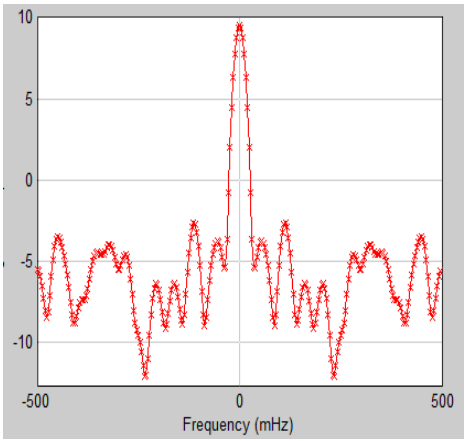
Le spectre de signal OFDM après l'intervalle de garde avec SNR=35 dB



Le spectre de signal OFDM après AWGN avec SNR=35dB



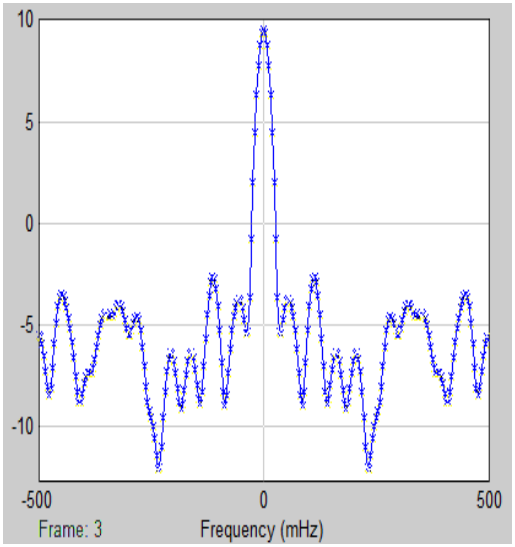
Le spectre de signal OFDM après démodulation avec SNR=35dB



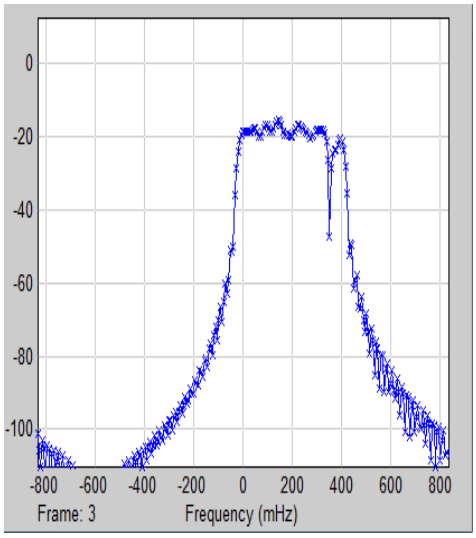
Figure(III.33) : les spectres de signal OFDM-QPSK

b- Les spectres de signal OFDM-8PSK

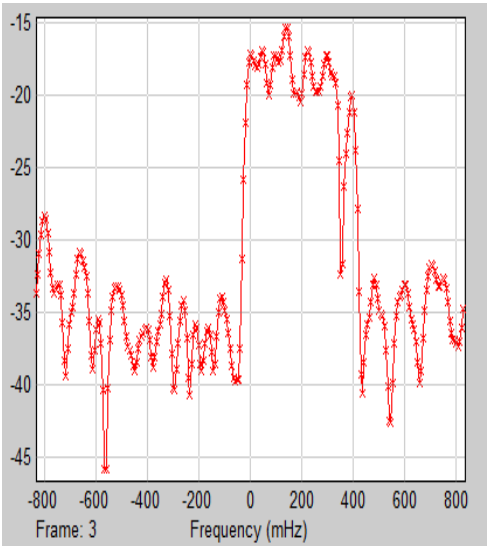
Le spectre de signal OFDM avant la modulation avec SNR=35 dB



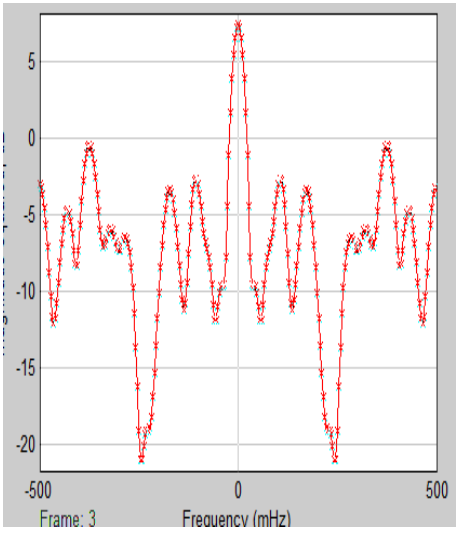
Le spectre de signal OFDM après l'intervalle de garde avec SNR=35 dB



Le spectre de signal OFDM après AWGN avec SNR=35 dB



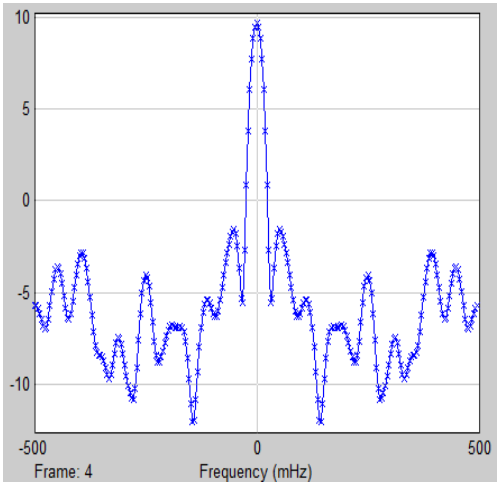
Le spectre de signal OFDM après démodulation avec SNR=35 dB



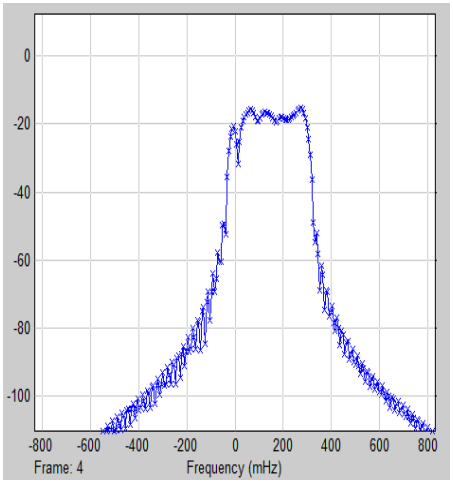
Figure(III.34) : les spectres de signal OFDM-8PSK

c- Les spectres de signal OFDM-16PSK

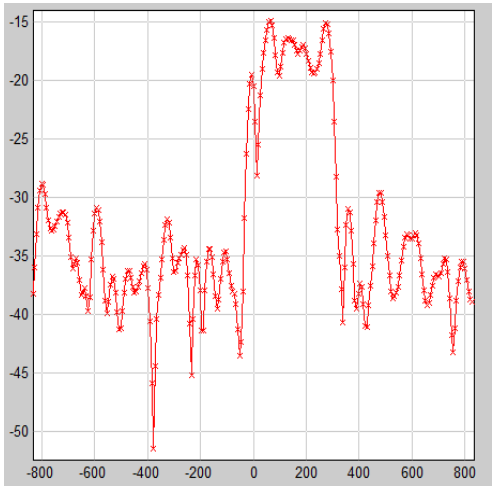
Le spectre de signal OFDM avant la modulation avec SNR=35 dB



Le spectre de signal OFDM après l'intervalle de garde avec SNR=35 dB



Le spectre de signal OFDM après AWGN avec SNR=35 dB



Le spectre de signal OFDM après démodulation avec SNR=35 dB

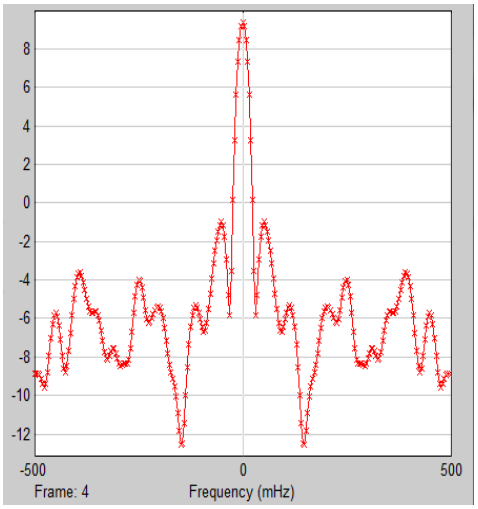


Figure (III.35) : les spectres de signal OFDM-16PSK

III.9 Représentation des courbes d'évolution du BER en fonction du SNR :

Dans cette partie, on présente les courbes de BER en fonction du SNR pour les différentes modulations utilisées (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 64-PSK) et (2-QAM, 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM), (OFDM : 4-PSK, 8-PSK, 16-PSK).

$$BER = \frac{\text{nombre de bit erreur}}{\text{nombre de bit total}}$$

SNR (dB)	**0**	**5**	**10**	**15**	**20**	**25**	**30**	**35**	**40**	**45**	**50**	**55**	**60**
2-QAM	**8.09**	**0.68**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
4-QAM	**28.94**	**7 .39**	**0.18**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
8-QAM	**58.7**	**34.15**	**8.52**	**0.59**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
16QAM	**74.72**	**54.11**	**22.23**	**1.88**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
32QAM	**86.23**	**72.79**	**44.92**	**12.2**	**0.32**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
64QAM	**93.2**	**85**	**66.60**	**36.8**	**5.80**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**

Tableau (III.3): Résultat du BER en (%) pour divers niveaux du SNR et pour différentes types de modulation M-QAM.

SNR (dB)	**0**	**5**	**10**	**15**	**20**	**25**	**30**	**35**	**40**	**45**	**50**	**55**	**60**
BPSK	**7.9**	**0.67**	**0.2**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
QPSK	**29.62**	**7.88**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
8PSK	**5.37**	**34.13**	**9.04**	**0.28**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
16PSK	**77.69**	**62.68**	**38.75**	**52.43**	**0.78**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
32PSK	**88.81**	**80.22**	**65.99**	**43.64**	**17.05**	**1.58**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
64PSK	**94.33**	**89.93**	**82.37**	**69.25**	**49.16**	**22.09**	**3.12**	**0.09**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**

Tableau (III.4): Résultat du BER en (%) pour divers niveaux du SNR et pour différentes types de modulation M-PSK..

SNR (dB)	**0**	**5**	**10**	**15**	**20**	**25**	**30**	**35**	**40**	**45**	**50**	**55**	**60**
QPSK	**46.5**	**43.1**	**36.1**	**29.1**	**12.5**	**2.08**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**
8PSK	**47.9**	**50.6**	**50**	**46.5**	**43.1**	**37.5**	**36.8**	**36.8**	**36.8**	**36.8**	**36.8**	**36.8**	**36.8**
16PSK	**43.7**	**42.36**	**41.7**	**36.8**	**25.7**	**16.6**	**8.3**	**1.39**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**

Tableau (III.5): Résultat du BER en (%) pour divers niveaux du SNR et pour différentes types de modulation M-PSK.

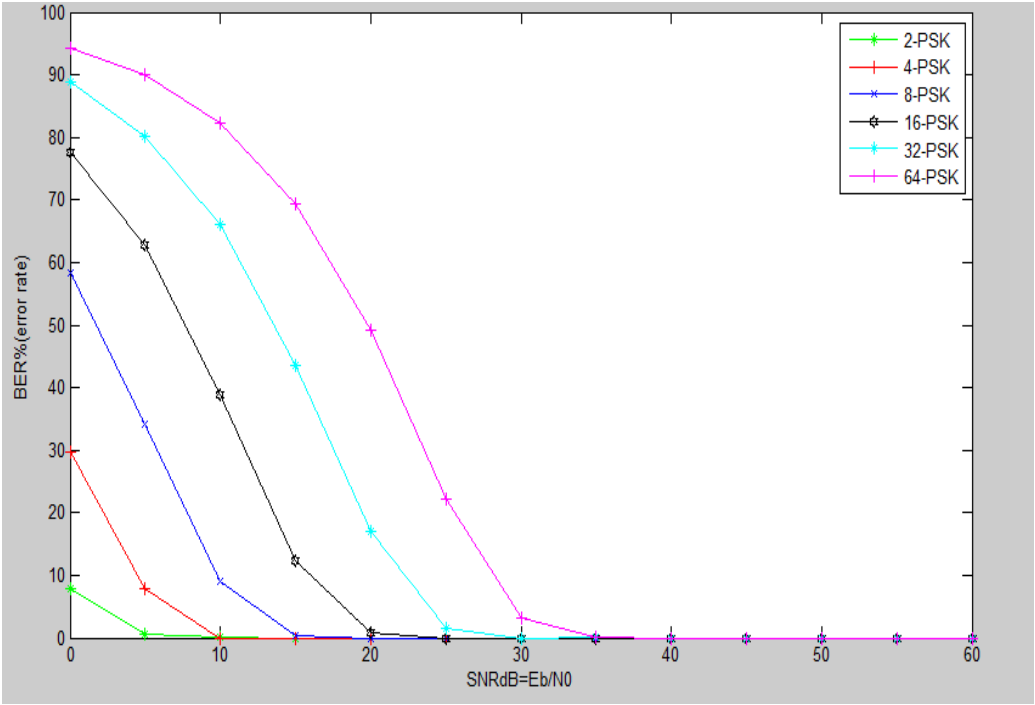


Figure (III.36) : BER en fonction du SNR pour différentes modulations M-PSK

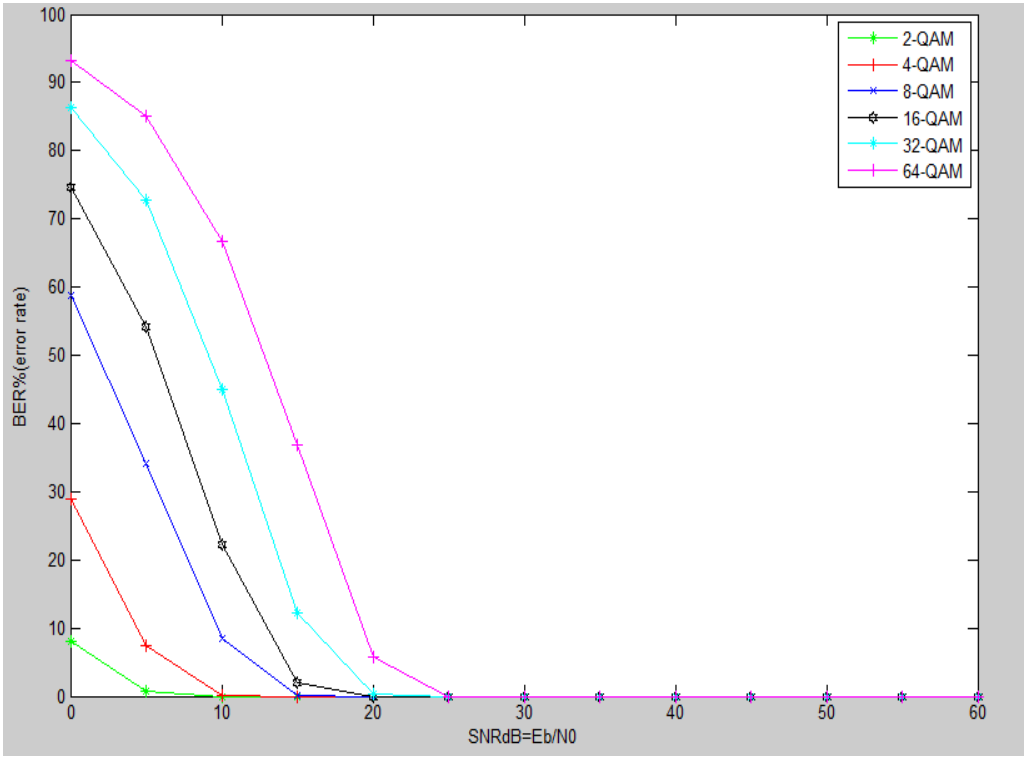


Figure (III.37) : BER en fonction du SNR pour différentes modulations M-QAM

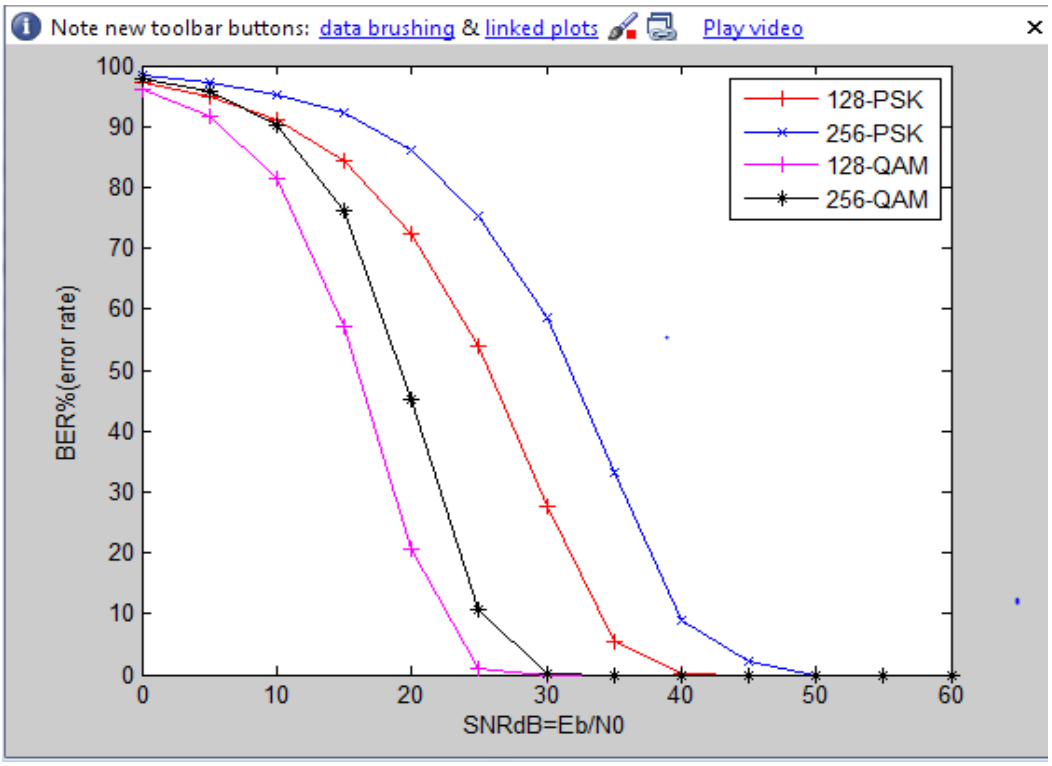


Figure (III.38) : BER en fonction du SNR pour différentes modulations 128-QAM, 256-QAM et 128-PSK, 256-PSK.

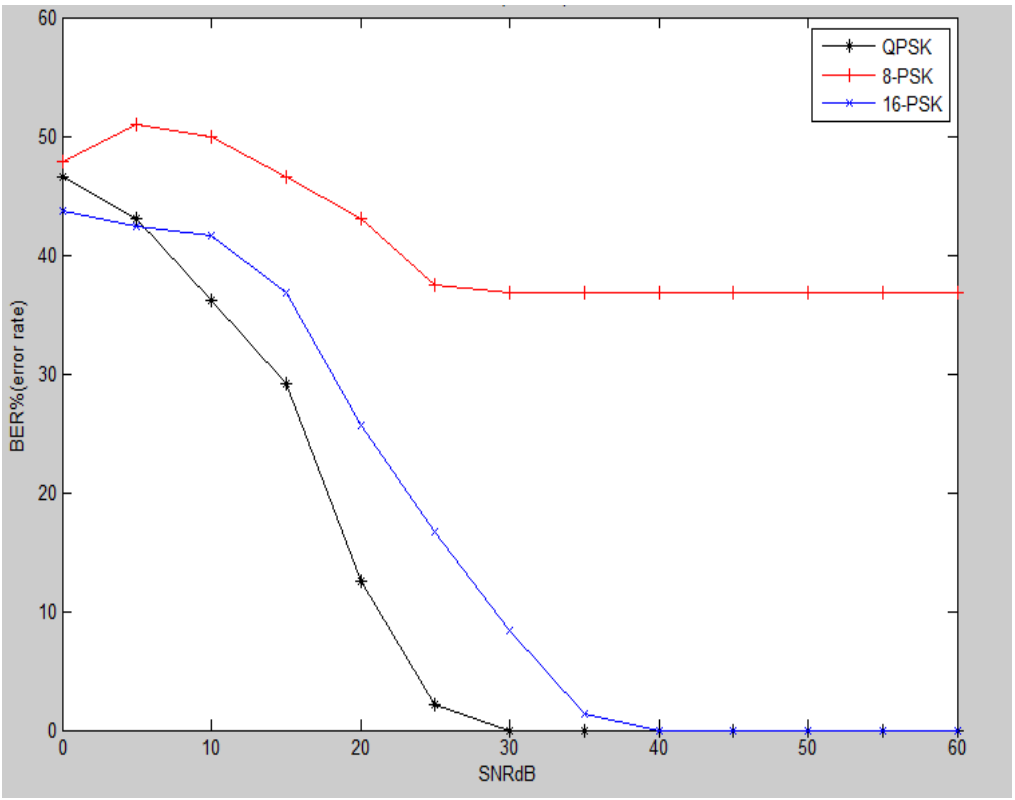


Figure (III.39) : BER en fonction du SNR pour différentes modulations OFDM (4-PSK, 8-PSK, 16-PSK).

Les Figures III.36, III.37, III.38, présentent les courbes de BER en fonction du SNR pour les différentes modulations (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 64-PSK) et (2-QAM, 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM), M-^{aire}. On remarque de ces graphes que les modulations utilisées à faibles débit (QPSK puis QAM), offrent une meilleure performance en BER.

La Figure III.39, présente les courbes de BER en fonction du SNR pour les différentes modulations (OFDM : Q-PSK, 8-PSK, 16-PSK), M-^{aire}. Où l'OFDM à base de QPSK présente une meilleure performance en BER.

III.10 Conclusion :

Les Dans ce chapitre, on a simulé la partie de modulateur et démodulateur OFDM, à savoir, chaine de transmission OFDM. En premier lieu, on a tracé les signaux d'entrée-sorties de la chaîne de transmission OFDM pour différentes modulations M-^{aire} employée dans le modulateur et démodulateur OFDM. Ensuite on a tracé les diagrammes de constellation de ces modulations à travers le canal, AWGN.

On a tracée aussi les déférentes courbes du BER en fonction du SNR, en illustrant ainsi les performances du modulateur et démodulateur OFDM.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Dans ce mémoire, un rappel des concepts de base concernant l'OFDM a été effectuée. L'objectif de cette étude a été l'adaptation de ces concepts avec les caractéristiques spéciales des systèmes de modulation et démodulation OFDM. Ce mémoire, nous a permet d'apprendre un outil de simulation qui est le Simulink sous Matlab et de comprendre le fonctionnement de tels systèmes de communication.

Dans le premier chapitre, nous avons constaté que le système de transmission peut se caractérisé par sa constitution ainsi que par le canal de transmission à utiliser pour transmettre de l'information. D'autre part, la modulation est une technique très importante pour faire adapter l'information à transmettre avec le canal de transmission et que le type de modulation joue un grand rôle pour faire augmenter le débit d'information et surtout en modulation numérique.

Dans le deuxième chapitre, on a introduit les modulations multi porteuses de type OFDM. Un état de l'art ainsi queles caractéristiques des techniques de modulation ont été présentés. Nous avons vu l'efficacitéde l'OFDM lors des trajets multiples en supprimant les ISI et les ICI par insertion d'un intervalle degarde dans le symbole OFDM. Nous avons ensuite présenté une chaîne de transmission basée sur ceprocédé de modulation en donnant l'implémentation numérique du modulateur et du démodulateuren passant par les étages de codage, d'entrelacement temporel, d'entrelacement fréquentiel et d'égalisation.Nous avons donné en fin de ce chapitre les principaux avantages de cette technique ainsi que ses inconvénients.

Le troisième chapitre a été consacré à l'optimisation d'une chaîne de transmission OFDM sous Simulink de Matlab et à l'étude des performances d'un système utilisant des modulateurs et démodulateurs OFDM. Dans le contexte de cette recherche. Les simulations Simulink de Matlab réalisées dans ce travail ont permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation OFDM du point de vu taux d'erreur binaire BER, ainsi que les paramètres de la chaîne de transmission comme le nombre de porteuses, le taux de codage, le choix de la modulation des sous-porteuses qui ont été ajustées en fonction des données à transmettre.

On a comparé, à l'aide des simulations, les performances en termes de taux d'erreurs binaires de notre système en utilisant les différents types de modulation de sous-porteuses,tels que : les modulations M-QAM (2-QAM, 4-QAM, 8-QAM,-16QAM, 32QAM, 64 QAM) et les modulations M-PSK (2-PSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 32-PSK, 64-PSK),en utilisant la

modulation M QAM et MPSK nous avons obtenus la meilleure modulation en donnant le plus petit taux d'erreurs et la BPSK et 2QAM et en augmentant le SNR l'effet de bruit se diminue.

Et les modulations (OFDM-QPSK, OFDM_8PSK, OFDM_16PSK). D'où la modulation OFDM QPSK présentent de meilleurs performances de point de vu taux d'erreur plus la bande passante qui est étroite.

Bibliographie

[1] **:‘‘**Frédéric de Coulon**’’ ; ‘‘Théorie** Et Traitement Des Signaux**’’ ;‘ ‘**Edition presses polytechniques et universitaires romandes 1998 **’’;‘‘**volume ISBN 2-604-00002-4**’’ ;‘‘**pages543**’’.**

[2] : **‘‘**Michel joindre et Irène JOINDOT**’’ ;‘‘**Fibre optique pour télécommunication**’’ ; ‘‘**revue de techniques de l’Ingénieur, traité Electronique**’’ ;‘‘**volume E 7 110**’’ ;‘‘**date 1999**’’.**

[3] : **‘‘**Sara Abou chakra**’’ ; ‘‘Boucle** local radio et démodulation directe dans signaux large dans band 26 GHz**’’ ; ‘‘école** doctorale d’informatique télécommunication et électroniquede paris ; page 5-10**’’ ;‘‘** dates thèse soutenue le 20 décembre 2004**’’.** .

[4] **‘‘** Nicolas FOURTY**’’ ; ‘‘** étude de la méthode d’étalement OFDMA sur un WMAN **:** 802.16e’’ **; ‘‘Université** de Toulouse Miraile**’’ ; ‘‘page** 534**’’.**

[5] **‘‘**Jeff Hecht, City of Light, the Story of Fiber Optic**’’**s**; ‘‘Oxford** University Press, New York**’’; ‘‘1999’’ ;‘‘**(ISBN 0-19-510818-3)**’’.**

[6] **‘‘**MérouaneDebbah**’’;‘‘**(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)**’’ ; ‘‘page** 9**’’.**

[7] **“**K**.**Fazel et S**.**Kaiser**”**; ‘‘Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems**”;“** pages 24-30.John**”**

[8]**“** ETSI EN 300 744 V1.5.1**”;“** Digital Video Broadcasting (DVB) : Framing Struture, ChannelCoding and Modulation for Digital Terrestrial Television**”;“**novembre 2004**”**.

[9] **“** Wei-Ren, P**.**Xiaoxia, W**.**Vahid, A**.**Bishara, S**.** Louis, C**.**Jeng-Yuan, Y**.** Kai-Ming, F**.** Alan, W**.** and Sien, C**”;“** Experimental Demonstration of a Coherently Modulated and Directly Detected Optical OFDM System Using an RF-Tone Insertion**”;“** Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic EngineersC**”**

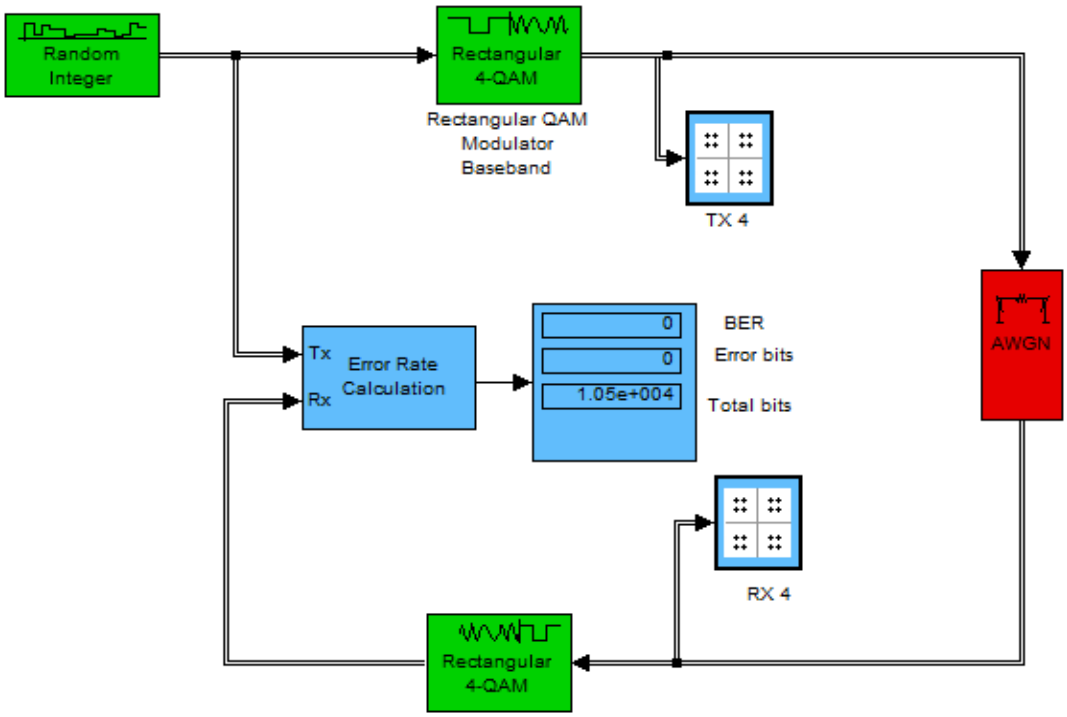
[10] **“**Djordjevic, I.B, and Vasic, B, ‘100-Gb/s **”; “transmission** using orthogonal frequency-division multiplexing, IEEE Photonics Technology Letters; **“**2006, 18, (13-16)**”; “** pp. 1576-1578**”**
[11]**“** BUI Thi Minh Tu**” ;“** Performances des modulations multiporteuses OFDM/QAM sur 2002**”**.**“**Wiley & Sons, 2003**”**.
[12] ‘‘Altera. A**”**; **“Scalable** OFDMA Engine for WiMAX. Version 2.1;Application Note 412**”**.**“**May 2007**”**.
[13]‘‘ MohammadTorabi**”**;**“** Adaptive modulation for space frequency block coded OFDM systems**”**. ‘‘Département de génie électrique, école Polytechnique de Montréal, Montréal, Québec, Canada. July 2007. Equipe Signal Images et CommunicationsSIC**”** ; ‘‘ juin 2005**”**.
[14]‘‘ Pierre GRUYER et Simon PAILLARD**”** ;‘‘ Modélisation d’un modulateur et démodulateur OFDM**”** ;‘‘décembre 2005**”**.

[15] ‘‘Schmidt. B.J.C, Lowery, A.J, and Armstrong, J’’**; “Experimental** demonstrations of electronicdispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM**”**; ‘‘Journal of Lightwave Technology’’**; “**2008, 26 (1-4)’’**; “**pp. 196-203’’.
[16] ‘‘Wei-Ren, P., Xiaoxia, W., Vahid, A., Bishara, S., Louis, C., Jeng-Yuan, Y., Kai-Ming, F., Alan, W., and Sien, C’’;‘‘Experimental Demonstration of a Coherently Modulated and Directly Detected Optical OFDM System Using an RF-Tone Insertion’’;‘‘ Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference 2008’’.
[17] ‘‘Djordjevic, I.B., and Vasic, B, ‘100-Gb/s ’’; ‘‘transmission using orthogonal frequency division multiplexing, IEEE Photonics Technology Letters, 2006, 18, (13-16)’’;‘‘pp. 1576-1578’’
[18] ‘‘Roberto Cristi’’;‘‘Wireless Communications withMatlab and Simulink: IEEE802.16 (WiMax) Physical Layer onference2008’’.**]** .
[19] Canal de transmission
http://www.scribd.com/doc/83240798/72/II-3-4-1-canal-AWGNWiMax) Physical Layer
[20] Structure de Fiber Optique
Http//www fibre optique.htm

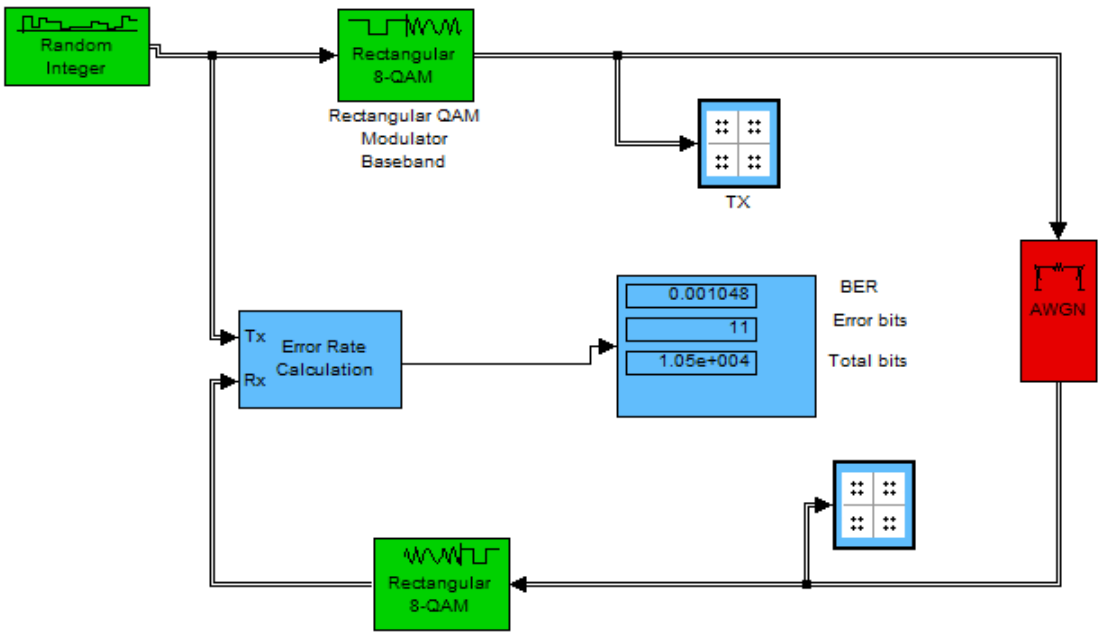
Annexe

Annexe :

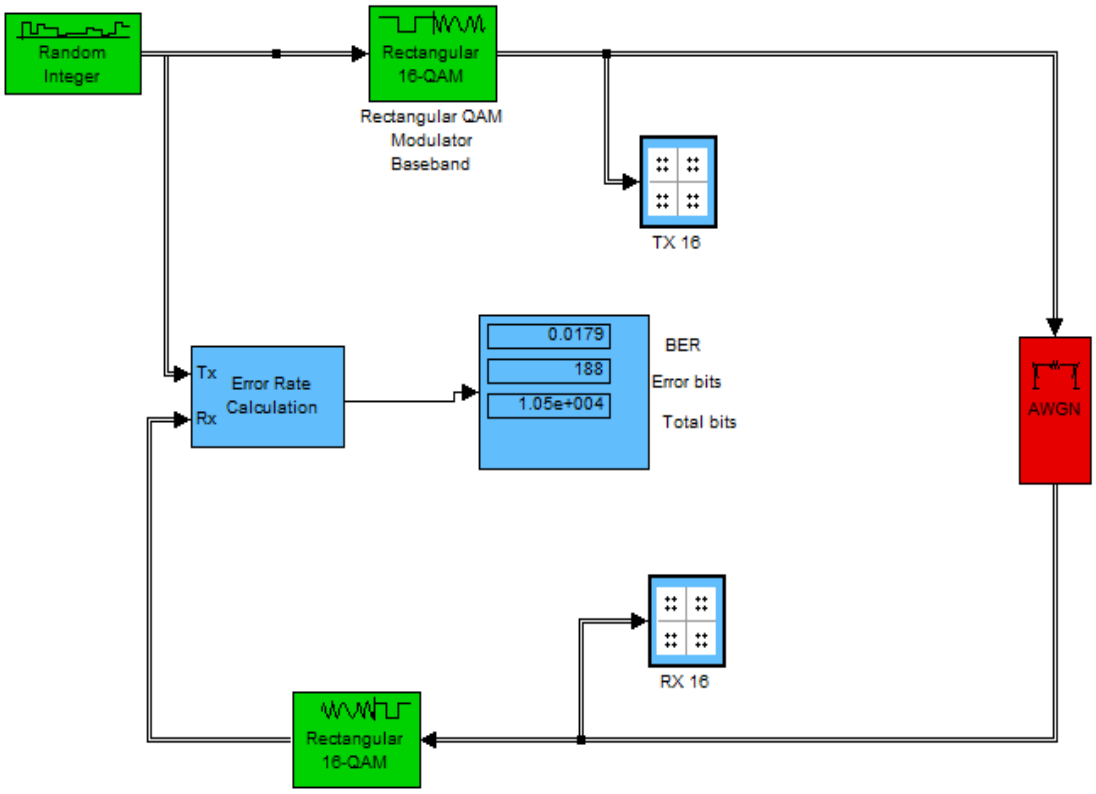
1. Modulation en Quadrature d'Amplitude 4-QAM



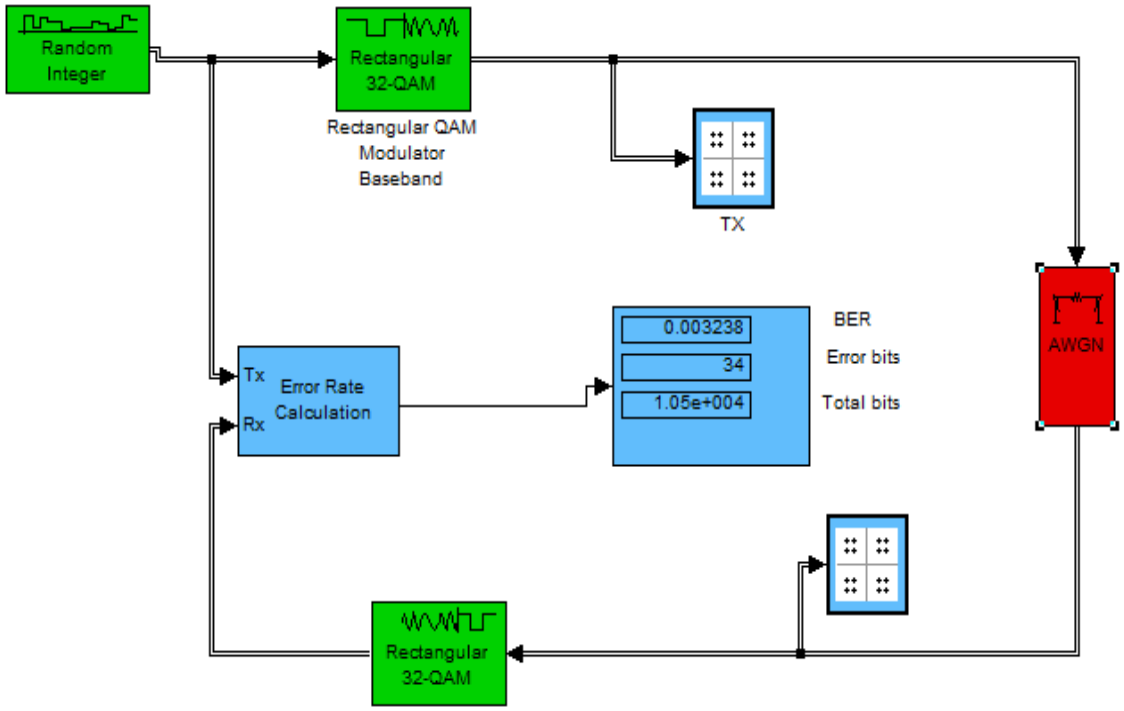
2. Modulation Amplitude Quadratique 8-QAM



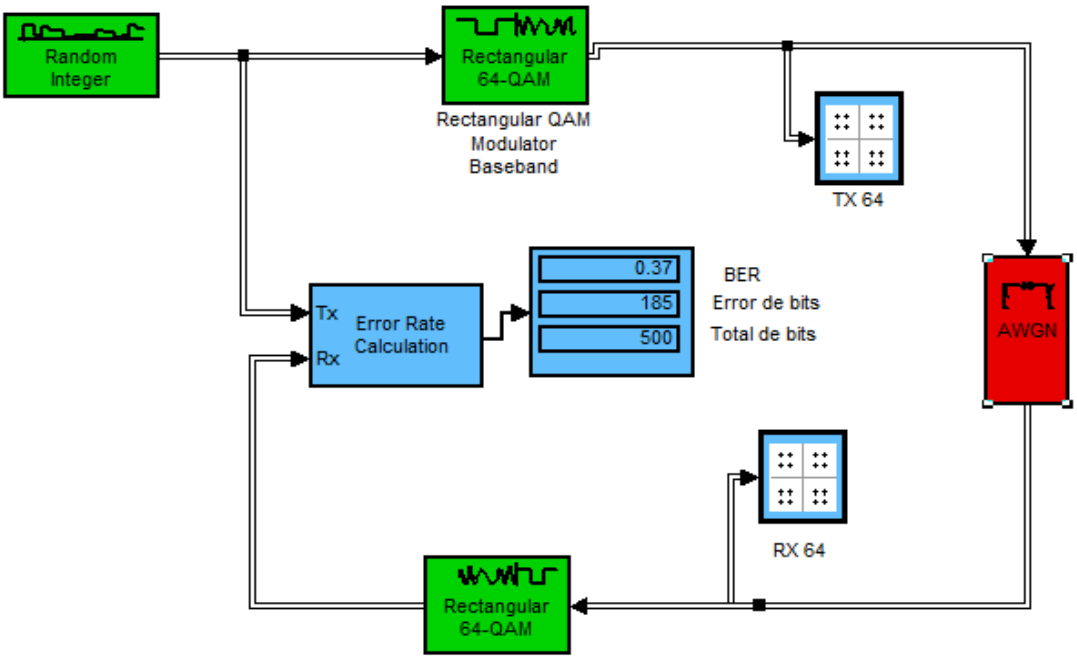
3. Modulation Amplitude Quadratique 16-QAM



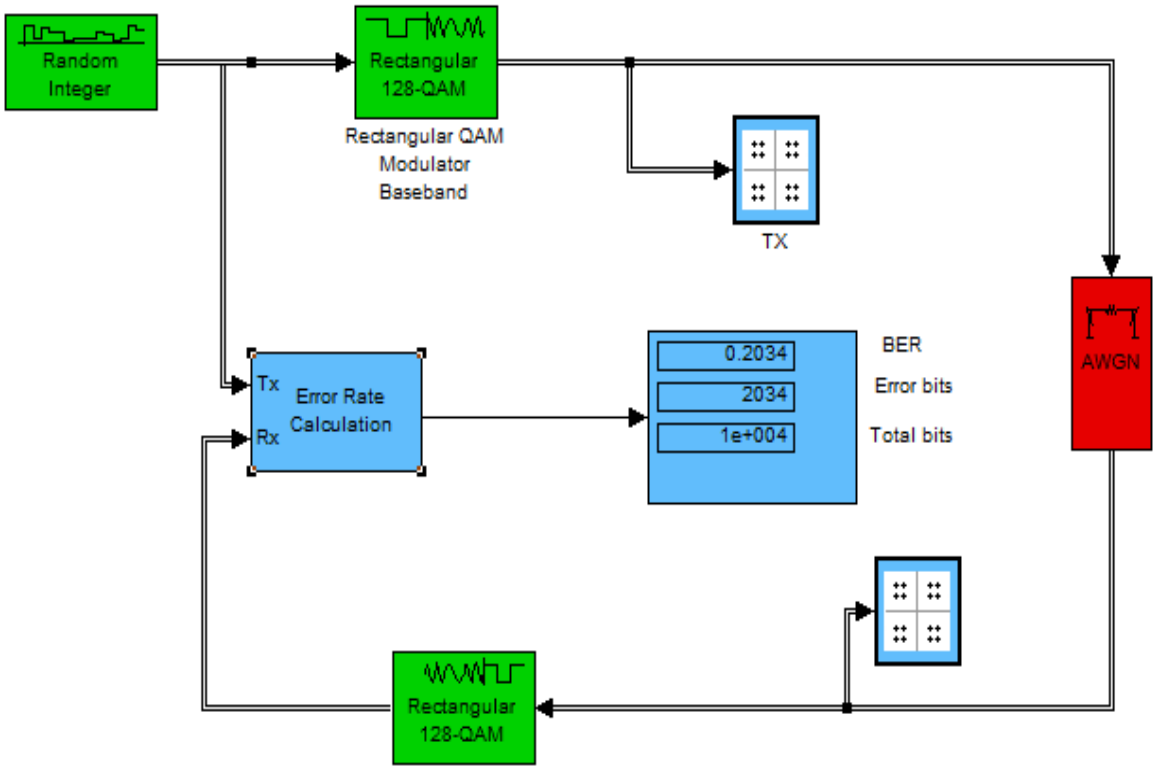
4. Modulation Amplitude Quadratique 32-QAM



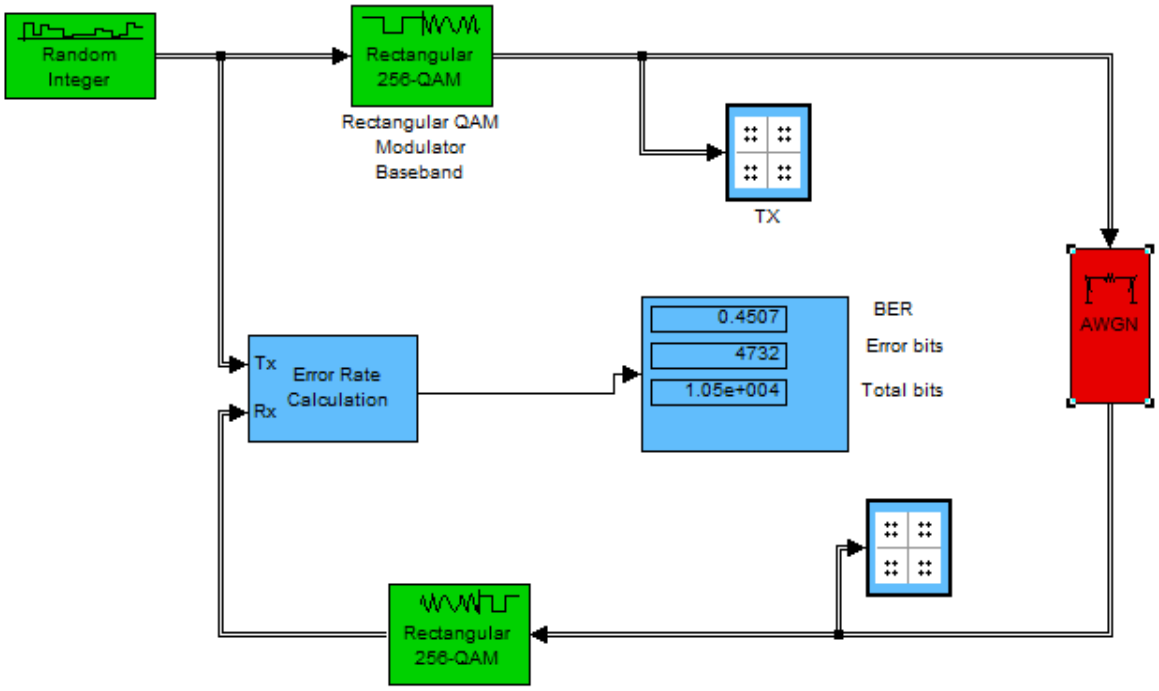
5. Modulation Amplitude Quadratique 64-QAM



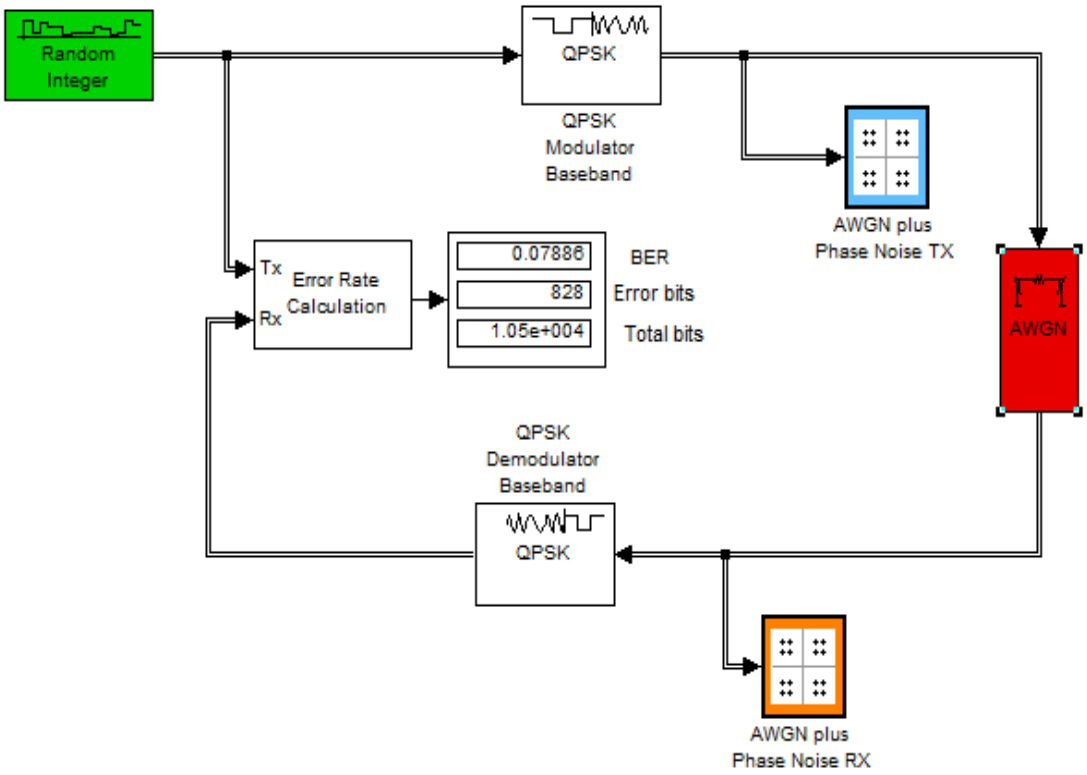
6. Modulation Amplitude Quadratique 128-QAM



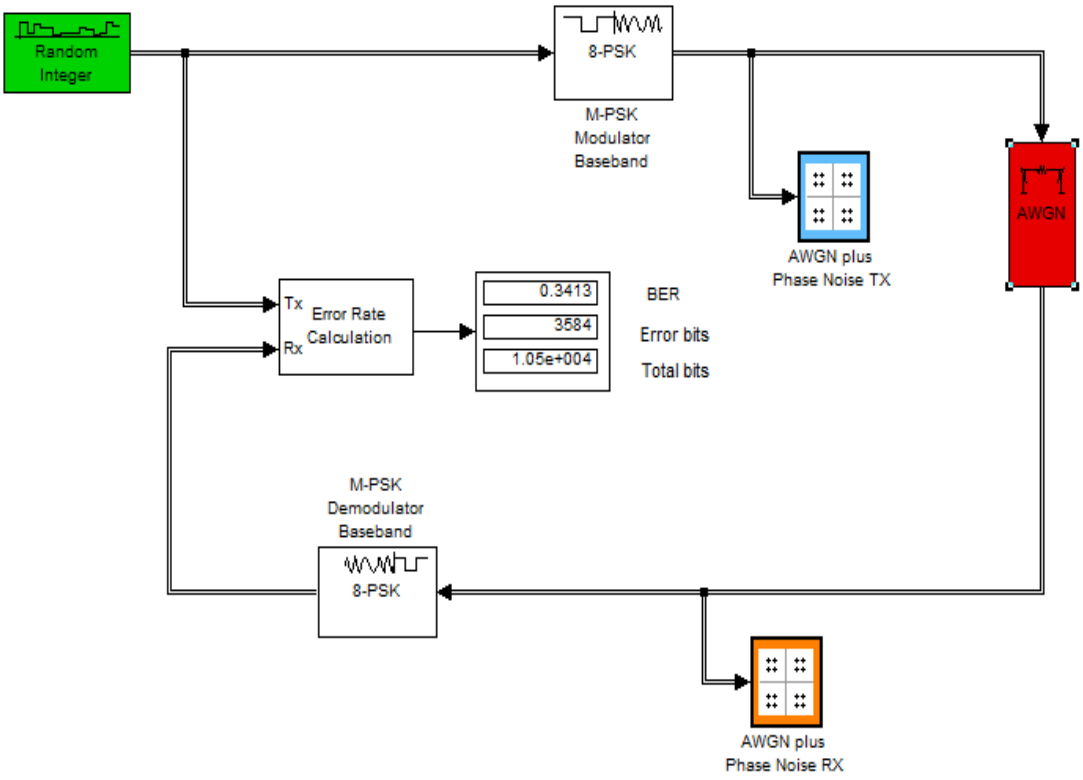
7. Modulation Amplitude Quadratique 256-QAM



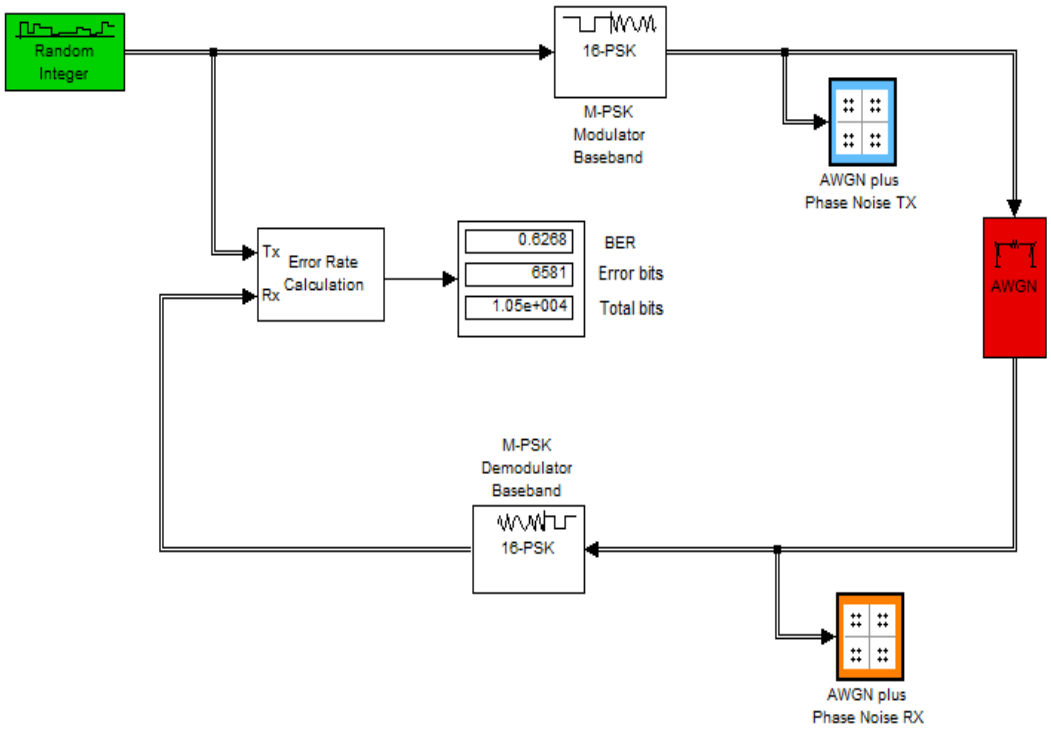
8. Modulation à saut de phase en quadrature (QPSK) :



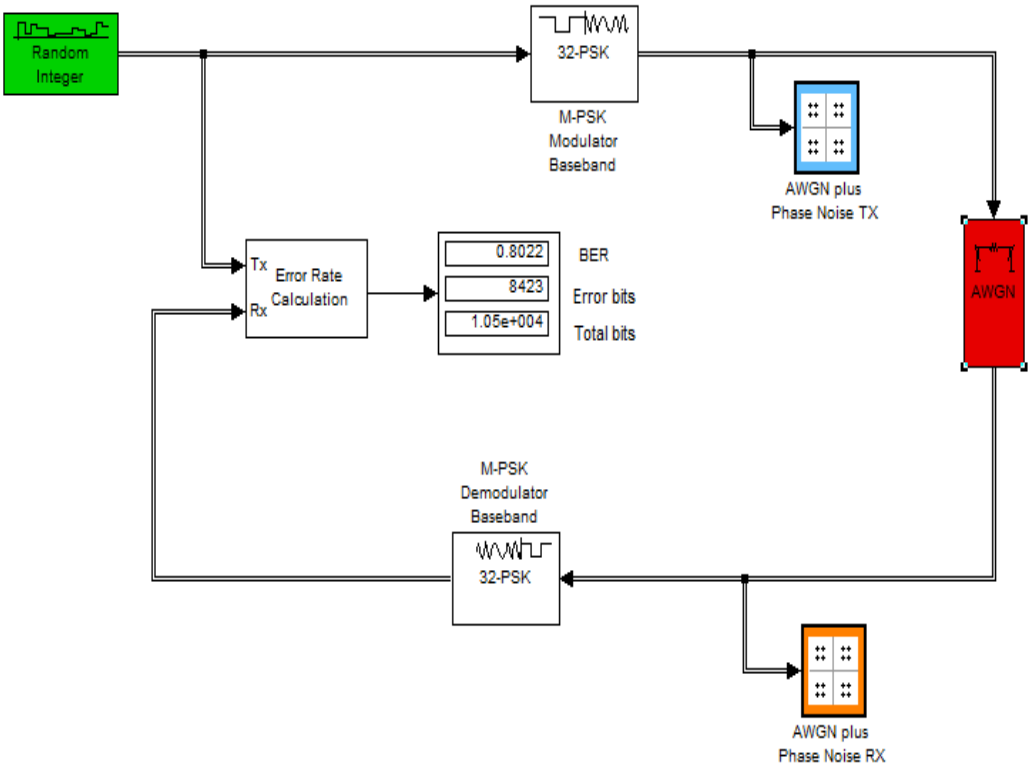
9. Modulation à saut de phase 8-PSK :



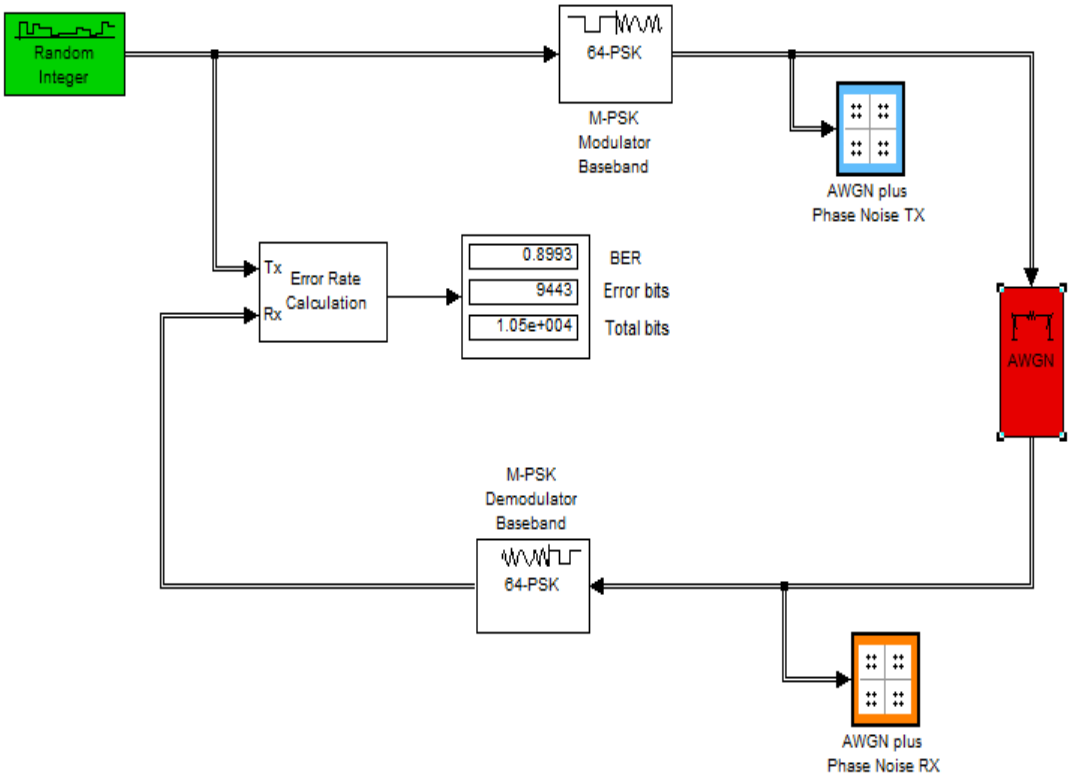
10. Modulation à saut de phase 16-PSK



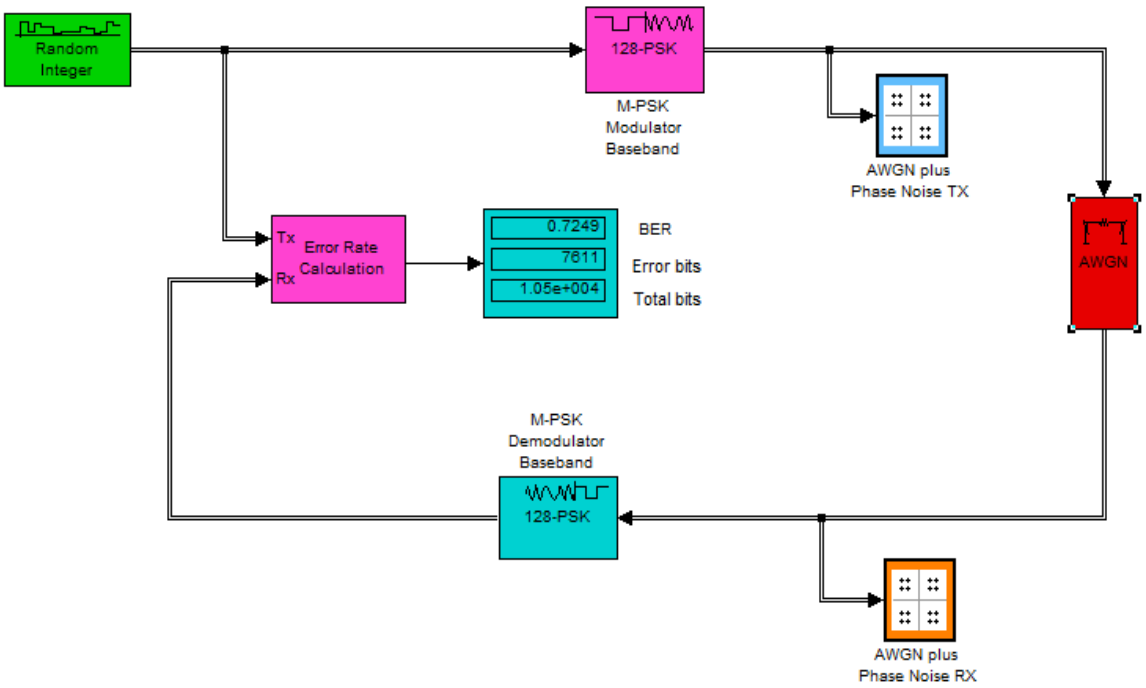
11. Modulation à saut de phase 32-PSK



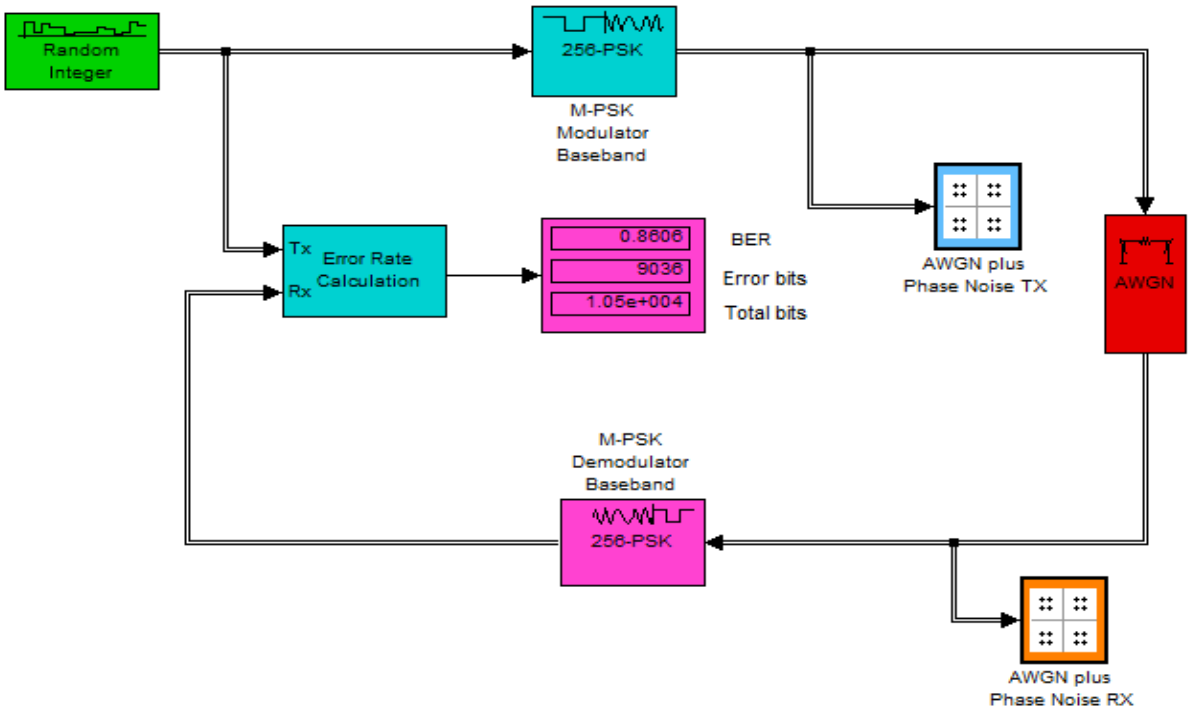
12. Modulation à saut de phase 64-PSK



13. Modulation à saut de phase 128-PSK



14. Modulation à saut de phase 256-PSK



Dans ce travail qui consiste à varier la valeur de M^{aire} de la PSK ou bien la QAM nous avons observé qu'en augmentant celle-ci la probabilité d'erreurs s'augmente.