République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de recherche scientifique

Université Dr YAHIA FARES de MEDEA



Faculté de sciences et de la technologie

Département de génie Electrique et de l'informatique

Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de Master en Génie électrique

Options : **Systèmes de Télécommunications.**

Thème :

Etude et simulation des systèmes de communication à base de QPSK et 16 QAM

Proposé et dirigé par :

Mme.BENSARI Lamia

CO-Promoteur :

Mr.BENGHARBIA Billel

Présenté par :

Mr .HAMMADI Mohamed

Mr .MADJIDI Moulay Ibrahim

Promotion 2015/2016



Nous tenons avant tout de remercier le dieu « ALLAH » qui nous a donnée la volonté et le réalisation de ce modeste courage pour le travail.

A travers ce modeste travail, nous tenons remercier vivement notre promotrice M.BENSARI Lamia pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant notre étude t réalisation de ce projet.

Que les membres de jury trouvent ici l'expression de nos sincères remerciements pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger notre travail.

Nous exprimons également notre gratude tout les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu' à la fin de notre cycle Universitaire.

MADJIDI Moulay Ibrahim

HAMMADI Mohamed

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Mes parents

Vous vous êtes dépensés pour moi sans compter.

En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par tous et chacun pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie.

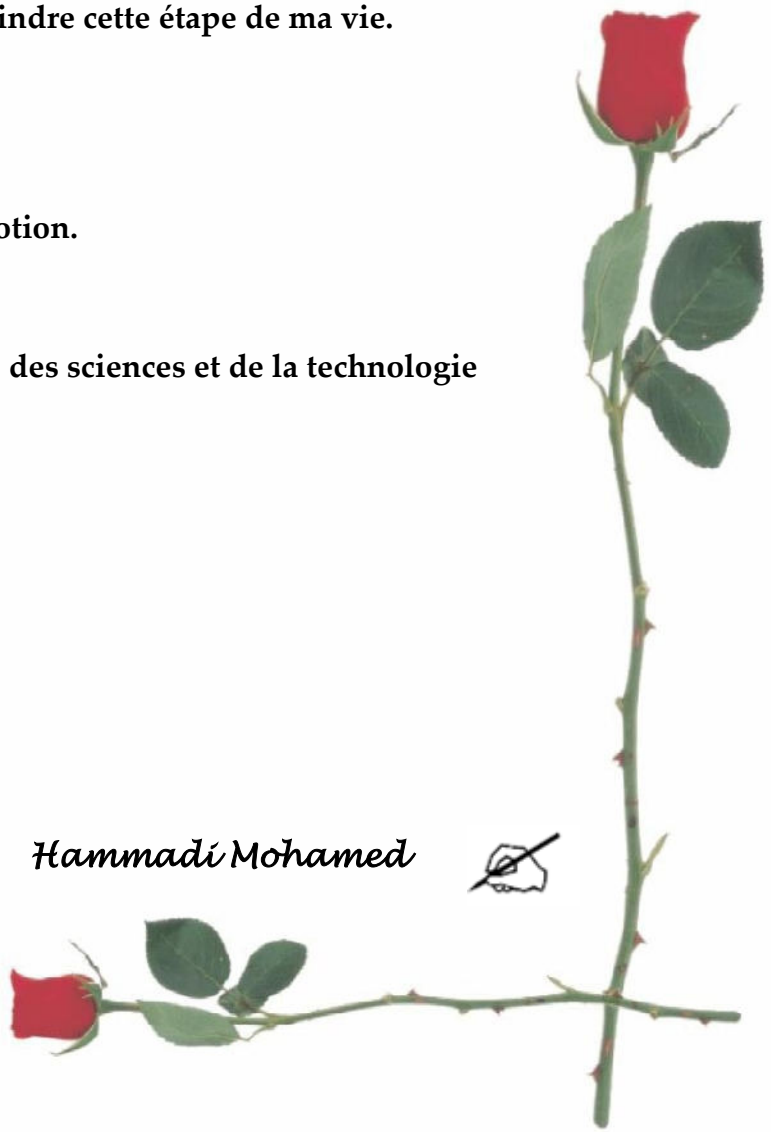
Avec toute ma tendresse.

A mon frères et mes sœurs.

A tous les members de ma promotion.

A mes amis.

A tous les enseignants de faculté des sciences et de la technologie



Hammadi Mohamed

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à Mes très chères parents, pour leurs soutient moral e financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études, en leur espérant une longue vie et que Dieu les gardes.

A mes frères et sœurs.

- *A tous mes amis de près ou de loin sans exception.*
- *A mes chers amis de l'université de Médéa.*
- *A tous les enseignants de faculté des sciences et de la technologie.*
- *A toute ma promotion 2ème année master sans exception.*

Madjidi Moulay Ibrahim

ملخص:

الهدف من هذا المشروع هو دراسة التعديلين الرقميين QPSK و16-QAM من اجل معرفة التقنية الأفضل في تحديد الأخطاء على مستوى المستقبل. كما قمنا بتطوير نظام الاتصالات باستعمال Système vue الذي يقوم بمحاكاة طريقة عمل هذا النظام، وتقديم النتائج المتحصل عليها من أجل تقييم أدائه.

الكلمات المفتاحية : QPSK , 16-QAM , BER

Résumé :

L'objectif de Ce projet consiste à étudier les deux modulations numériques QPSK et 16-QAM pour la connaissance de la meilleure technique dans la détermination des erreurs au niveau de récepteur .Comme nous avons développé des systèmes en utilisant Système vue. De manière à simule le fonctionnement des systèmes, et de présenter les résultats obtenus afin d'évaluer leur performance.

Mots clés : QPSK, 16- QAM, BER

Abstract :

The purpose of this project consists for the study of the two digital modulation QPSK and 16-QAM for technical knowledge where is the better in determining the emitter errors from the transmitted as we have developed the systems by using the System View. Our work is by simulated way, and we present the results obtained in order to measure the performance.

Key words: QPSK, 16-QAM, BER.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.

I. Transmission numérique de signal 1

I.1. Introduction 1

I.2. Chaîne de transmission numérique 1

I.2.1. Transmission réseau ……...……..…… …2

I.2.2. Organisation fonctionnelle de la couche physique……...……..…….2

I.3. Transmission d'un signal numérique en bande transpose……..……..4

I.3.1 Échantillonnage des signaux……..….....5

I.3.2. Cas des signaux sinusoïdaux…… ...……..…..5

I.3.3. Quantification d'un signal …… ……..….6

I.3.4. Production numérique de signaux en bande transposée ……7

I.4. Architectures analogiques pour la modulation et la démodulation numériques……....8

I.4.1. Modulateur QAM analogique……9

I.4.2. Démodulateur QAM analogique ……..……10

I.4.3. Incompatibilités avec le traitement numérique ……10

I.5. Conclusion…… …….10

II. Architecture de la modulation numérique ……..……12

II.1. Introduction ……..13

II.2. Critères de choix d'une modulation ……14

II.3. Domaine d'utilisation ……...…15

II.3.1. Modulation en quadrature de phase (QPSK) ……...……...……16

II.3.2. Modulation en quadrature ……..……..……..17

II.3.3. Constellation de QPSK ……..…… …18

II.3.4. Démodulation QPSK ……..……...19

II.3.5. Signaux QPSK dans le domaine temporel ……..…….. 20

II.3.6. La modulation 16QAM ……..……..…..21

II.3.7. Démodulation 16QAM ……...……..……..22

II.4. Taux d'erreur binaire théorique d'un signal QAM ……..……23

II.5. Conclusion ……..……24

III. Simulation et discussion des des résultats……25

III.1. Introduction ……26

III.2. Simulateur System Vue …….…….27

III.3. Système de communication à modulation QPSK ……....……28

III.3.1. Le transmetteur…….…….29

III.3.2. Le canal Gaussien……..…….30

III.3.3. Le récepteur……32

III.3.4. Configuration des blocs constituants…….33

III.3.5. Résultats de simulation……..34

III.3.6. Mesure le taux d'erreur binaire du système QPSK …… ……..……..35

III.4. Système de communication à modulation 16-QAM…….....36

III.4.1. le transmetteur……..……..…37

III.4.2. Le canal Gaussien……..38

III.4.3. Le récepteur …….……..40

III.5. configuration des blocs constituants et de système……...……....41

III.6. Résultats de simulation……...……42

III.7. Mesure le taux d'erreur binaire du système 16 QAM…….43

III.8. Conclusion…….…44

CONCLUSION GÉNÉRAL.

Liste des figures

Figure I.1. Chaîne de transmission numérique……...……1

Figure I.2. Modèle de Référence OSI…….……..2

Figure I.3. Représentation fonctionnelle des la couche physique et liaison d'un système de transmission comprenant une paire émetteur-récepteur……..……3

Figure I.4. Ligne de transmission, séparation analogique numérique…….……4

Figure II.1. Modulateur QPSK……..……..5

Figure II.2. (a) Constellation QPSK / (b) présentation temporelle de signal……..……6

Figure II.3. Démodulateur QPSK……...……...….7

Figure II.4. Signaux QPSK dans le domaine temporel……...…8

Figure II.5. Modulateur 16QAM……9

Figure II.6. Constellation 16QAM ……...……10

Figure II.7. Démodulateur 16QAM…….…..11

Figure II.8. Forme de la fonction d'erreur……12

Figure II.9. BER 8PSK, QPSK et 16-PSK……13

Figure III.1. Constellation QPSK et codages associés, passage entre plans de symboles (plan xy d'entrée vers plan IQ de sortie)……..……..14

Figure III.2. Modèle System Vue de QPSK……..15

Figure III.3. Fichier QPSK.txt……...……...……16

Figure III.4. Conception de Transcodage……17

Figure III.5. L'horloge du système..……20

Figure III.6. Signaux I et Q en sortie du générateur IQ……20

Figure III.7. PSD du signal QPSK……...…….21

Figure III.8. Corrélation entre bits d'entrée/sortie……22

Figure III.9. Points bruités en constellation de la QPSK……..23

Figure III.10. Banc de mesure du BER…….……24

Figure III.11. Comparaison entre BER théorique (en vert) et BER mesuré (en jaune)……....25

Figure III.12. Constellation 16-QAM et codage associés..……...……..26

Figure III.13. Modèle System Vue de 16-QAM……...……27

Figure III.14. Fichier 16 QAM .txt…….…….……28
Figure III.15. L'horloge du système……29
Figure III.16. PSD du signal 16 QAM……..30
Figure III.17. Corrélation entre bits d'entrée/sortie……...…….……..31
Figure III.18. Points bruités en constellation de la 16 QAM……...….32
Figure III.19. Banc de mesure du BER…….33
Figure III.20. Comparaison entre BER 16 QAM mesuré (vert), BER 16 QAM théoriques (jaune), BER QPSK théoriques (bleu)……..34

Liste des tableaux

Tableau II.1. S/B par un BER de 10^{-6}……...……...18

Tableau III.1. Blocs fonctionnels du système de transmission QPSK…….....28

Tableau III.2. Blocs fonctionnels additionnels du banc de mesure du BER……...……...33

Tableau III.3. Blocs fonctionnels du système de transmission 16 QAM……38

Tableau III.4. Blocs fonctionnels additionnels du banc de mesure du BER…….……..……42

Liste des acronymes

AWGN: Additive White Gaussian Noise.

B : Bande Passante (Hz).

BER : Bit Error Rate.

BPSK : Binary phase shift keying.

CDMA : Code Division Multiple Access.

D_b : Débit Binaire (bits/s)

DQPSK : Différentielle Quadrature Phase Shift Keying.

E_b : Energie par bit.

ETTD : Équipement Terminal Transmetteur de Données.

ETCD : Équipement Terminal de Circuit de Données.

erf : Error Function.

GMSK : Gaussian Minimum-Shift Keying.

GSM: Global System for Mobile Communications.

MSK : Minimum-Shift Keying.

N : Puissance du bruit (W).

No : Densité Spectrale du Bruit (W/Hz).

NADC : North American Digital Cellular.

PSD : Power Spectral Density (Densité Spectrale de Puissance).

QAM : Quadrature Amplitude Modulation.

QPSK : Quadrature Phase Shift Keying.

R : la rapidité de modulation.

S : Puissance du signal (W).

SNR : Signal to Noise Ratio.

TCP/IP : Transmission Control Protocol / Internet Protocol.

UIT-T : Union Internationale des Télécommunication

Introduction général

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine des télécommunications et des réseaux a connu de profonds changements, et une évolution rapide pendant les années 1990, avec par exemple le développement des systèmes informatiques grand public. Sur le plan technologique en particulier, les réseaux de transmission ont vu leur capacité s'accroître, notamment concernant le débit supporté. Mais la demande est toujours plus importante, et suit l'évolution des contenus transportés. Car en plus des données traditionnelles, les contenus dits multimédia, comportant entre autres du son et de la vidéo de haute qualité, nécessitent toujours plus de vitesse, ainsi que des capacités de traitement du signal accrues. [1]

Concernant les télécommunications, différents niveaux de traitement peuvent être considérés. Entre le niveau applicatif, qui concerne directement l'utilisateur, et le médium physique de transmission, pour lesquels seuls des signaux et les composantes élémentaires des données sont pris en compte. [1]

Avec l'augmentation de la demande d'une grande capacité et de vitesse de transmission, il est nécessaire d'utiliser des nouveaux schémas de modulation. une propriété importante de la modulation angulaire qui offre une bonne discrimination contre le bruit et les interférences que la modulation d'amplitude. [3]

Tout d'abord, le premier chapitre introduit les bases théoriques de la transmission numérique de signal et le rôle principal des modulateurs et des démodulateurs dans une chaîne de transmission et leurs fonctionnements dans le système de communication analogique et numérique, et bien aussi que l'Adaptation des techniques de transmission aux caractéristiques du système de communication.

Dans le deuxième chapitre On présente les deux techniques de modulation QPSK et 16-QAM avec l'explication de quelques éléments théoriques et leurs représentations.

Dans le troisième chapitre nous essayerons de valider les notions théoriques par L'analyse de fonctionnement de modulation QPSK/16-QAM via System Vue, ainsi que leur performance, par la suite on fait une comparaison entre les deux systèmes.

CHAPITRE I : TRANSMISSION NUMERIQUE DE SIGNAL

I.1. Introduction

Dans ce chapitre, on va étudier les bases théoriques de la transmission numérique de signal et le rôle des modulateurs et des démodulateurs dans une chaîne de transmission et leurs fonctionnements dans le système de communication.

I.2. Chaîne de transmission numérique [1]

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible.

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la (Figure I.1.) où l'on se limite aux fonctions de base .

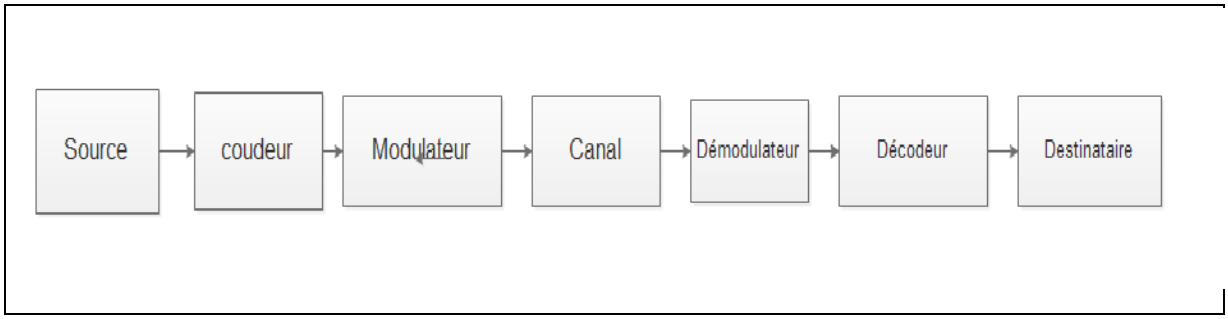


Figure I.1. *Chaîne de transmission numérique [1].*

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou codage de source), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (codage de canal). Le codage de canal n'est possible que si le débit de source est inférieur à la capacité du canal de transmission.
- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.
- Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

I.2.1. Transmission réseau

Des efforts de modélisation ont été effectués pour permettre de séparer les différents niveaux de fonctionnalité d'un système de traitement numérique de l'information, plus particulièrement dans le cadre de transmissions réseau [2].

Il existe trois principaux modèles :

- Le modèle OSI est souvent employé pour décrire cette segmentation, bien que peu de protocoles réels soient effectivement basés sur lui [3].
- Le modèle TCP/IP, antérieur au précédent, dispose d'une architecture modulaire ressemblant à celle d'OSI. Il est à la base du réseau mondial Internet[4] ;
- Enfin, le modèle UIT-T est né pour satisfaire aux besoins spécifiques des réseaux à haut-débit. Il est plus particulièrement utilisé dans les réseaux de nouvelle génération.

Le modèle de référence OSI est le principal modèle des communications réseau. Bien qu'il en existe d'autres, la majorité des fournisseurs de solutions réseau relient aujourd'hui leurs produits à ce modèle de référence.

Il se compose de sept couches distinctes, et est présenté sur la (Figure I.2.).

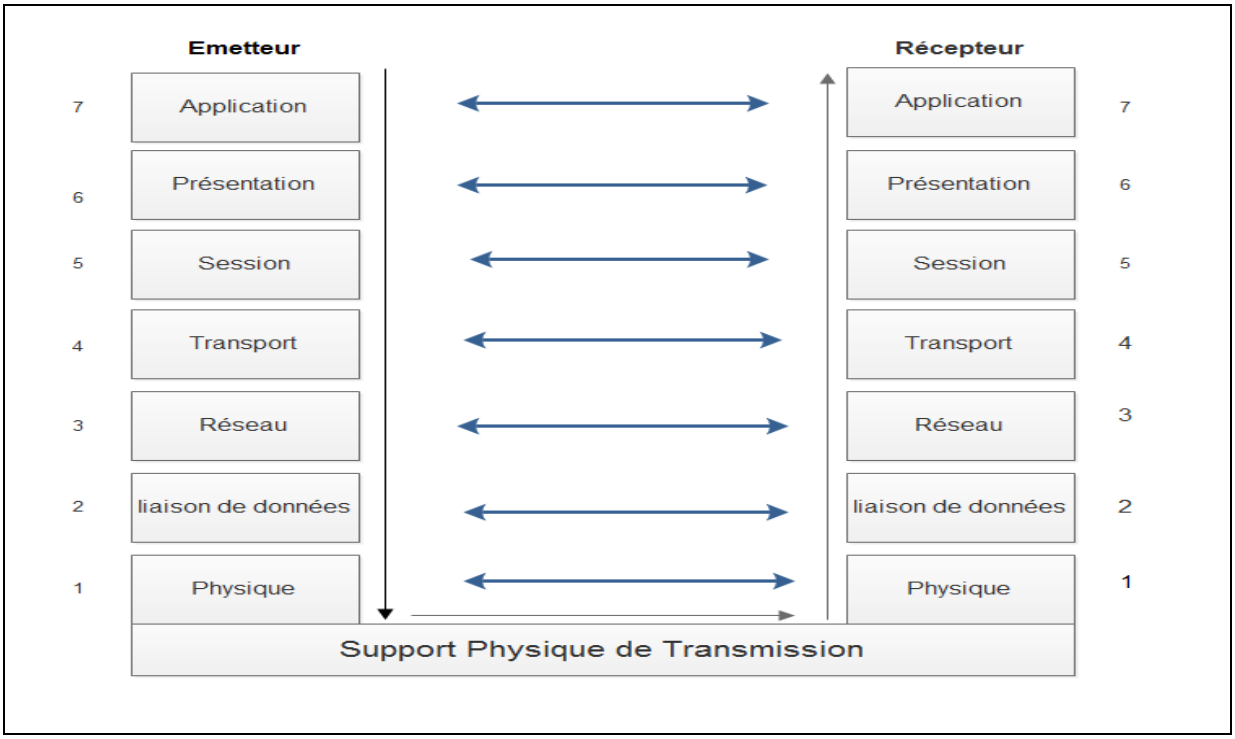


Figure I.2. *Modèle de Référence OSI*

Le modèle OSI décrit des niveaux de transmission mais non les protocoles proprement dits. Il divise l'ensemble des protocoles en sept couches indépendantes entre lesquelles sont définis deux types de relations : les relations verticales entre les couches d'un même système (interfaces) et les relations horizontales relatives au dialogue entre deux couches de même niveau (les protocoles). Les couches 1, 2, 3 et 4 sont orientées transmission et les couches 5, 6 et 7 sont orientées traitement [2].

- **La couche application** (7) : fournit les services et interfaces de communication aux utilisateurs.
- **La couche présentation** (6) : mise en forme des informations pour les rendre lisibles par les applications.
- **La couche session** (5) : détection du mode de communication à utiliser entre machines et périphériques / Surveillance des connexions.
- **La couche Transport** (4) : correction des erreurs de transmission; vérification de l'acheminement.
- **La couche Réseau** (3) : identification des machines connectées au réseau.
- **La couche Liaison** de données(2) : subdivision des informations en «paquets» pour livraison sur le réseau.
- **La couche Physique** (1) : contrôle du support de transmission; circulation de l'information électrique. [2]

I.2.2. Organisation fonctionnelle de la couche physique

La (Figure I.3.) permet de présenter les fonctions de base d'un système de transmission numérique remplissant le rôle d'interface entre le signal continu adapté au médium de transmission et les informations binaires transmises aux couches supérieures. Cette figure présente à la fois des fonctions appartenant à la couche physique, et d'autres à la couche liaison de données. Mais certaines, comme le codage canal peuvent appartenir aux deux niveaux simultanément. [2]

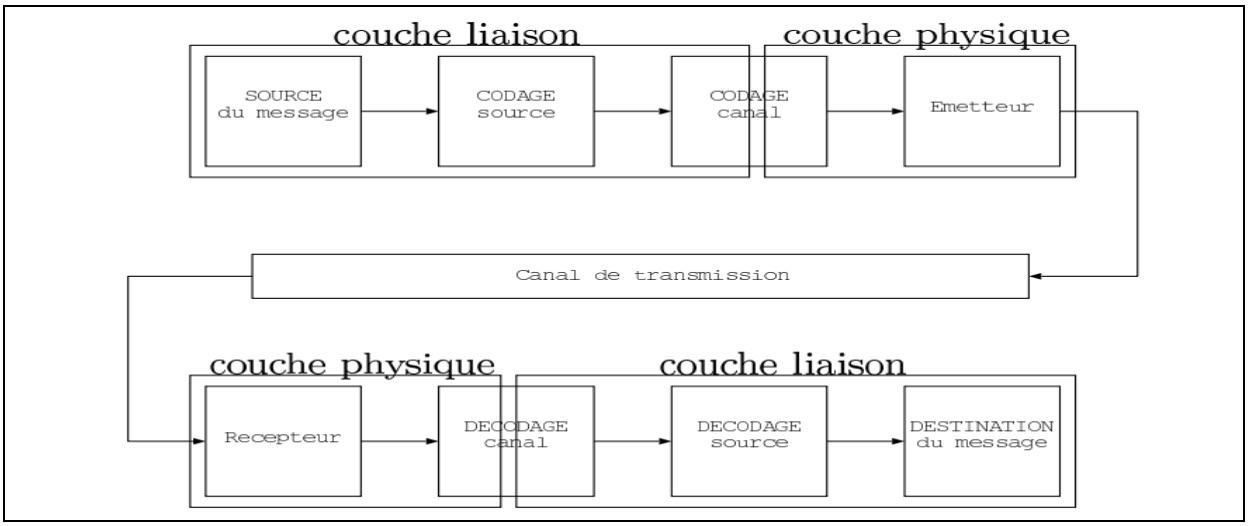


Figure I.3. *Représentation fonctionnelle de la couche physique et liaison d'un système de transmission comprenant une paire émetteur-récepteur.*

La source du message correspond aux données fournies par la couche liaison de l'émetteur, et réciproquement, la destination du message correspond à la couche liaison du destinataire se trouvent à l'autre extrémité de la ligne de transmission.

Le codeur source peut éventuellement modifier les éléments binaires à transmettre. Ceci est par exemple utile pour appliquer des opérations de compression permettant de réduire le nombre de bits effectivement présents dans la séquence à envoyer vers le récepteur. Cette étape repose en grande partie sur une bonne connaissance des paramètres statistiques du signal transmis.

Le codage de canal permet entre autres d'adapter cette séquence de manière à lui offrir une meilleure résistance aux perturbations et autres bruits qui peuvent intervenir lors du transit sur le canal de transmission .[5]

Les données numériques à émettre sont présentes sous la forme de grandeurs abstraites n'ayant de signification logique que pour le système numérique sur lequel elles sont produites. Il est donc nécessaire de leur associer une représentation physique concrète, qui peut se matérialiser par exemple, sous forme d'un signal électrique.

La fonction de l'émetteur correspondante est la modulation, qui associe à chaque groupe de n éléments du message source un signal de durée $T = n \cdot T_s$. Cette association s'effectuer au niveau de l'amplitude, de la fréquence, ou bien de la phase du signal transmis. Il est également possible d'utiliser une combinaison de plusieurs de ces paramètres. Le nombre et les genres de modifications qu'il est possible d'apporter au signal de sortie sont définis par le type de modulation choisie. Si les données sont groupées par paquets de n bits, il y aura en tout $M = 2^n$ états possibles. L'émetteur est également chargé d'effectuer une fonction de filtrage, et le cas échéant de transposition de fréquence afin d'éliminer les fréquences parasites, et de centrer le signal modulé autour d'une fréquence centrale souhaitée compatible avec le support de transmission. [6]

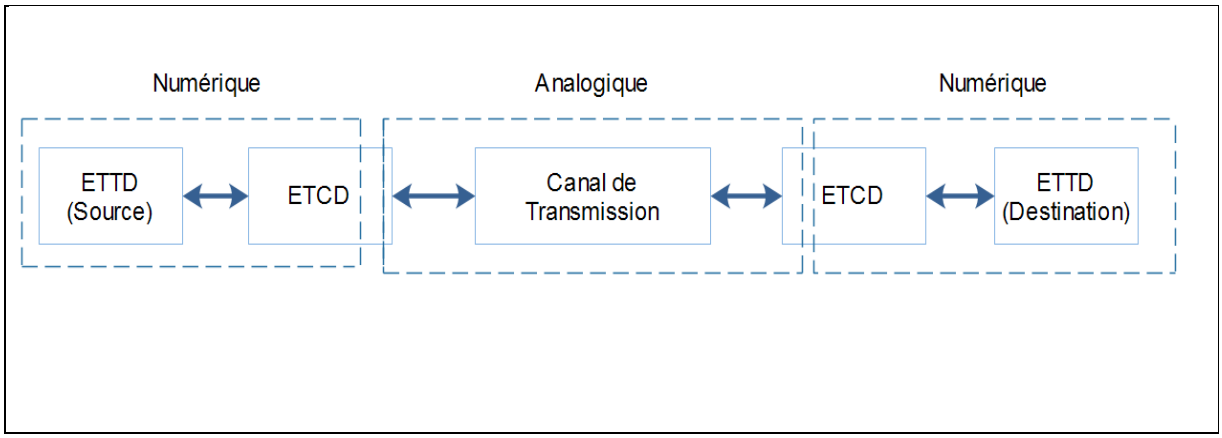


Figure I.4. *Ligne de transmission, séparation analogique numérique.*

La (Figure II.4.) permet de mettre en valeur la séparation entre les deux types de traitements qui sont effectués sur lignes de transmission numérique .Le bloc ETTD corresponde à l'ensemble des fonctionnalités qui ne sont pas directement liées à la production des signaux à transmettre sur le canal. Le bloc ETCD quant à lui est chargé de la fonction de transformation des signaux M-aire en signaux numérique .[2]

L'ETCD est souvent désigné par le terme de "modem", contraction de modulateur/ démodulateur. L'adaptation au support nécessite souvent la modulation et la démodulation d'une fréquence porteuse. Car le signal produit par la source dans sa forme brute a une occupation spectrale infinie, et le transmettre sans modification, en bande de base, n'est

souvent pas compatible avec le canal de diffusion.

Il est nécessaire de lui apporter des modifications pour qu'il corresponde aux caractéristiques de ce canal. L'opération de modulation vise en particulier à transposer la bande de fréquences occupée par ce signal dans une plage adaptée au médium. Pour une liaison numérique bidirectionnelle simultanée ou à l'alternat, il est nécessaire que chaque ETCD prenne en charge les deux fonctions. Les modems disposent d'une interface analogique avec le canal de transmission, et d'une interface numérique avec l'ETTD auquel ils sont associés.

Le passage d'un mode de gestion numérique des données à un mode analogique s'effectue dans l'ETCD et, en ce qui concerne les architectures traditionnelles, en amont de la fonction de modulation. Cette transition est effectuée à l'aide de convertisseurs analogique / numérique. [2]

I.3. Les modulation numérique [1]

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse). S(t)= *A*cos ($\omega_0 . t + \varphi_0$) centrée sur l a bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude : *A*
- la fréquence : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$
- la phase φ_0

Dans l es procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prends que deux valeurs possibles.

Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prends M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires. Le nombre d'états est donc $M = 2^n$. Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.

Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

- Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA *(Amplitude Shift Keying ASK).*

- Modulation par Déplacement de Phase MDP *(Phase Shift Keying PSK).*
- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ. *(Quadrature Amplitde modulation QAM).*
- Modulation par Déplacement de Fréquence MDF. *(Frequency Shift Keying FSK).*

I.3.1. Définitions et appellations [1]

- Un symbole est un élément d'un alphabet. Si M est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit M-aire.
- La rapidité de modulation R : R = $\frac{1}{T}$ elle s'exprime en bauds.
- Le débit binaire D se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. D=n.R = $\frac{1}{T_b}$(durée d'un bit).
- La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit : T.E.B = $\frac{nombre\ de\ bits\ faux}{nombre\ de\ bits\ transmis}$
- L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre η = $\frac{D}{B}$ (B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles M-aires, on aura η = $\frac{1}{T.B} log_2$(M)
- Pour B et T données, l'efficacité spectrale augment, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole n = $\log_2$ (M). C'est en effet la raison d'être de la modulation M-aire.

I.4. Transmission d'un signal numérique en bande transpose

La transmission d'un signal numérique peut être faite en bande de base, en utilisant un simple codage adapté. Cependant, l'encombrement spectral de tels signaux est théoriquement infini, bien qu'il soit possible de le réduire à un intervalle fini à l'aide d'un filtrage adapté [8]. Mais la bande de fréquence occupée par un signal en bande de base dépend directement du type de codage utilisé et du débit de symboles binaires choisi. Ce type de signal est particulièrement sensible aux phénomènes d'atténuation et de distorsion lesquels sont d'autant plus prononcés que la distance entre l'émetteur et le récepteur est grande. La distorsion limite à terme la fréquence de transmission possible en bande de base. [9]

Les communications à haut débit utilisent un autre mode de transmission, bien plus efficace, mais qui nécessite d'adapter le signal à l'aide d'une modulation [10 ,11].

Cette opération a pour but de produire un signal dont le spectre est transposé pour le rendre conforme à la bande passante du support de transmission. Elle permet aussi le multiplexage fréquentiel permettant à plusieurs systèmes d'accéder simultanément à un même canal.

I.4.1. Échantillonnage des signaux

L'échantillonnage est l'opération qui permet de représenter de façon discrète un signal continu dans le temps. Le signal échantillonné correspond aux valeurs du signal original, prélevées à des intervalles de temps fixes, multiples d'une durée donnée et qui est appelée période d'échantillonnage T_e. [2]

Le théorème de l'échantillonnage présente les conditions dans les quelles un signal continu peut être complètement représenté par la suite discrète de ses échantillons. En d'autres termes, un signal est complètement représenté si à partir de ses échantillons prélevés à intervalles Te, il est possible de reconstruire l'intégralité du signal initial [12].

Ce théorème s'exprime de la façon suivante : un signal dont le spectre ne contient aucune composante de fréquence supérieure ou égale à une fréquence maximale f_{max} peut être entièrement représenté par la suite de valeurs constituée par ses échantillons, à condition que ceux-ci soient prélevés à des intervalles régulièrement espacés, dont la durée T_n n'excède pas :

$$T_E = \frac{1}{2f_{max}} \qquad \text{(I.1)}$$

On peut alors définir la fréquence d'échantillonnage par $f = \frac{1}{T_e}$ [2]

I.4.2. Cas des signaux sinusoïdaux

L'opération d'échantillonnage présente un intérêt tout particulier en ce qui concerne les signaux sinusoïdaux. Car c'est de cette opération que découlent les architectures d'un grand nombre de générateurs de signaux numérique : en utilisant une quantité limitée d'échantillons stockés dans des mémoires, il est possible de reconstruire un ensemble complet de signaux de fréquence variée [8] .

Soit le signal sinusoïdal suivant :

$$S(t) = \cos(\omega t + \varphi) \qquad (I.2)$$

L'échantillonnage de s conduit à la production de la suite $s(n)$ telle que

$S(n) = \cos(\omega n + \varphi)$, avec $Te = f_e$ la période d'échantillonnage.

I.4.3. Quantification d'un signal [2]

Un signal échantillonné se présente comme une suite d'impulsions dont les amplitudes peuvent prendre une infinité de valeurs distinctes. La quantification consiste à réduire le nombre de valeurs que peut prendre cette amplitude, en attribuant à chaque échantillon une valeur choisie parmi un ensemble fini de valeurs prédéterminées. Ces valeurs sont les niveaux de quantification.

Tous les échantillons ayant une amplitude réelle différente, mais se trouvant dans une même plage d'échelonnage se verront attribuer la même valeur de quantification.

La quantification d'un signal introduit une erreur, qui produit du bruit de haute fréquence lors de la reconstruction du signal analogique à la fin du traitement numérique. Ce bruit de quantification $\varepsilon_q(t)$ correspond à l'équation :

$$\varepsilon_q(t) = m(t) - m_q(t) \qquad (I.3)$$

où $m(t)$ correspond au signal source, et $m_q(t)$ au signal quantifié.

De plus, certaines techniques de modulation utilisent des approximations de la valeur de quantification des échantillons pour simplifier les calculs sur ceux-ci ou pour réduire la surface occupée par une fonction logique. Ces approximations peuvent en partie être absorbées par le filtre passe-bas en sortie de l'étage numérique. Celui-ci permet, entre autres, d'éliminer une partie des fréquences indésirables. Cependant, plus les erreurs et approximations sont élevées, plus l'ordre du filtre de correction doit être grand.

Ceci peut engendrer un cout important, d'autant plus que dans le domine des transmissions haut débit, ce filtre doit pouvoir fonctionner avec des signaux de fréquence très élevée.

I.4.4. Production numérique de signaux en bande transposée

La génération de signaux en bande transposée consiste, à partir d'un signal numérique ou analogique donné, à transposer sa fréquence centrale pour que son spectre se retrouve dans une bande de fréquence bien définie. Cette bande de fréquence dépend principalement des caractéristiques physiques du canal de transmission. Les protocoles utilisés et les formes de modulations qu'ils préconisent sont conçus pour se conformer au maximum à ces caractéristiques [8,14] .

La production à l'aide d'architectures numériques de signaux en bande transposée doit se conformer aux règles de l'échantillonnage et de la quantification. Les performances d'un système numérique seront donc dépendantes :

- de la vitesse maximum de traitement des échantillons numériques;
- e la précision avec laquelle les calculs sur ces échantillons sont faits.

Un système numérique fonctionnant à une vitesse d'horloge élevée permettra donc d'atteindre un débit d'échantillons important. Plus la résolution en nombre de bits des échantillons est importante, plus les opérations arithmétiques qui sont effectuées sur ces échantillons pour produire un signal modulé, ou pour le démoduler, ont une influence néfaste sur la vitesse de fonctionnement du circuit numérique.

Pour obtenir les meilleures performances, il est donc primordial d'utiliser autant que possible des opérateurs et des fonctions adaptées spécifiquement à l'architecture numérique cible.

I.5. Conclusion

La transmission d'un signal numérique binaire sur un canal de transmission nécessite une opération de modulation, qui fait des modifications pour qu'il corresponde aux caractéristiques de ce canal, dans le but d'une liaison numérique bidirectionnelle et simultanée.

CHAPITRE II : Etude théorique de la modulation QPSK et 16 QAM

II.1. Introduction

Dans ce chapitre on va étudier les deux techniques de modulation QPSK et16-QAM avec l'explication de quelques éléments théoriques et leurs applications, par la suite on va voir le BER de chaque technique.

II.2. Critères de choix d'une modulation [1]

- Minimisation de l'occupation spectrale (largeur de bande) pour un débit binaire donné.
- Minimisation de la probabilité d'erreur dans un environnement de transmission donné
- Maximisation de l'efficacité spectrale (rapport entre le nombre de bits transmis par seconde et la largeur de bande utilisée) ;
- Complexité des circuits en émission et réception.

II.3. Applications [1]

Les domaines d'applications de la modulation QAM et QPSK sont très variés Quelques uns sont décrits ci après.

- **Les modems téléphoniques** :

La transmission de données sur le canal téléphonique a été pendant les années 60 et 70 à l'origine du développement d'un grand nombre de techniques de traitement du signal en télécommunications. La transmission d'un grand débit sur le canal téléphonique (sur une bande de fréquence de 3500 Hz environ) a nécessité la mise en œuvre de modulations à grand nombre d'états comme la 16-QAM ,32-QAM,

- **Les faisceaux hertziens** :

Au début de la numérisation, les faisceaux hertziens faisaient usage de modulations simples comme la QPSK mais l'utilisation efficace du spectre radioélectrique disponible à nécessité le développement de faisceaux hertziens utilisant des modulations à grand nombre d'états comme la 16-QAM et la 64-QAM

- **La radiodiffusion :**

La radiodiffusion de la télévision numérique par voie terrestre est basée sur la technique COFDM. Elle nécessite une modulation à grande efficacité spectrale comme la 16-QAM pour diffuser une chaîne de télévision haute définition ou 3 à 4 chaînes de télévision standards dans une bande de fréquence de 8 MHz**.**

II.4. Modulation en quadrature de phase (QPSK)

QPSK est la technique de modulation numérique procédant par déplacement de phase en quadrature, qui consiste à moduler indépendamment deux porteuses déphasées de 90°.La somme de ces deux porteuses, donne une onde sinusoïdale de même fréquence que les porteuses mais déphasée. La porteuse de référence et appelée I « In phase » et l'autre porteuse déphasée de 90° est appelée Q « in Quadrature ». **[15]**

En QPSK, on encode donc indépendamment chacune des porteuses en BPSK. Les deux signaux BPSK sont additionnés pour former le signal QPSK . **[16]**

A la réception, on peut séparer ce qui a été codé sur I de ce qui a été codé sur Q. Puisqu'il ya 2 bits par symbole.

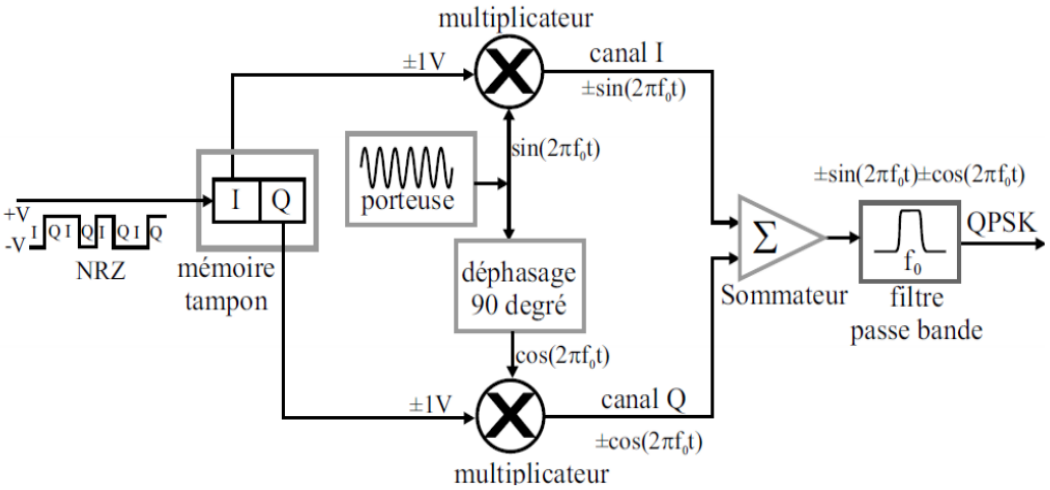


Figure II.1. *Modulateur QPSK*

Le bit I module en BPSK une porteuse en phase, tandis que le bit Q module en BPSK, une porteuse en quadrature, c'est à dire déphasée de 90°. Les deux modulations se font simultanément et les deux signaux BPSK sont additionnés pour donner :

$$S(t) = \pm\sin(2\pi f_0 t) \pm\cos(2\pi f_0 t) \qquad \text{(II.1)}$$

II.4.1. Modulation en quadrature [16]

En utilisant la notation complexe, le signal modulé en quadrature s'écrit :

Soit $$S(t) = Re\left(g(t).e^{j\omega t}\right) \quad \text{(II.2)}$$

Avec $$g(t) = I + jQ \quad \text{(II.3)}$$

$$S(t) = Re[(I + jQ)(cos\ \omega t + jsin\ \omega t)] \quad \text{(II.4)}$$

$$S(t) = I.cos\omega t - Q.sin\ \omega t \quad \text{(II.5)}$$

Il y a quatre combinaisons possibles, soit :

00, signifiant : I= –1 et Q = –1 $S_{00}(t) = \{-A.\sin(2\pi f_0 t) - A.cos(2\pi f_0 t)\}$

01, signifiant : I= –1 et Q =+1 $S_{01}(t) = \{-A.\sin(2\pi f_0 t) + A.cos(2\pi f_0 t)\}$

10, signifiant : I= 1 et Q = –1 $S_{10}(t) = \{+A.\sin(2\pi f_0 t) - A.cos(2\pi f_0 t)\}$

11, signifiant : I=1 et Q=+1 $S_{11}(t) = \{+A.\sin(2\pi f_0 t) - A.cos(2\pi f_0 t)\}$

II.4.2. Constellation de QPSK

La constellation QPSK est un graphique qui nous montre l'amplitude et la phase de chacune des 4 possibilités. Les amplitudes ±1 des sinus (codés sur le canal I) sont représentées sur l'axe I (à déphasage nul). Les amplitudes ±1 des cosinus (codés sur le canal Q) sont représentées sur l'axe Q (à déphasage 90°). L'amplitude est la même pour tous les points et c'est le déphasage qui les différencie.

Les déphasages sont :

- Code 00 avec déphasage de 225°.
- Code 01 avec déphasage de 135°.
- Code 10 avec déphasage de 315°.
- Code 11 avec déphasage de 45°.

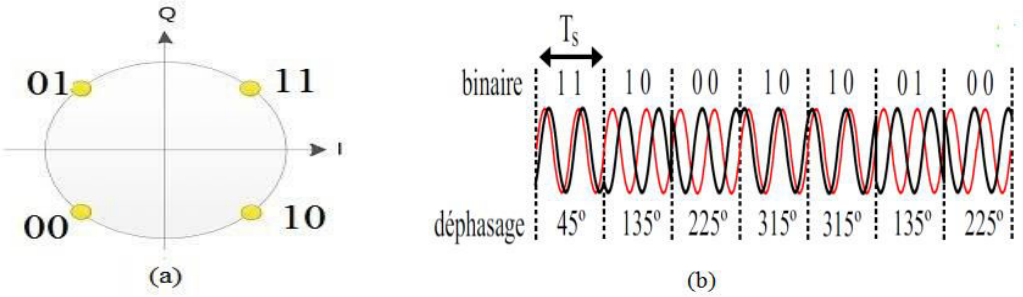


Figure II.2. *(a) Constellation QPSK / (b) présentation temporelle de signal.*

II.4.3. Démodulation QPSK

Le signal reçu est d'abord filtré pour ne conserver que la bande passante nécessaire au QPSK. Par la suite le signal QPSK est acheminé aux deux canaux I et Q. Le signal est multiplié par la porteuse en phase ($\sin(2\pi f_0 t) = \sin A$) sur le canal I.

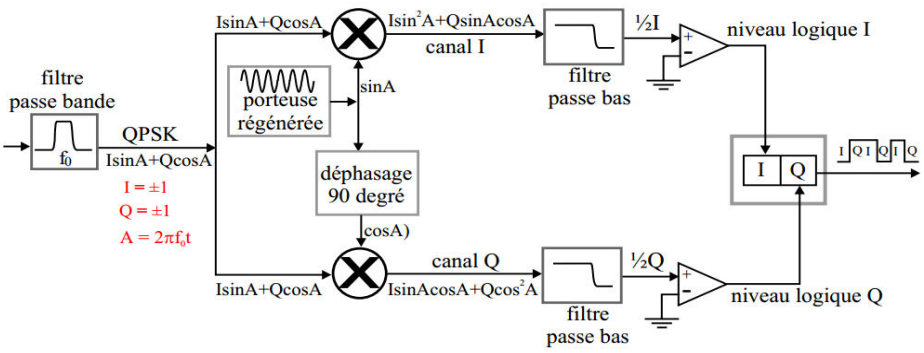


Figure II.3. *Démodulateur QPSK*

Le résultat de la multiplication donne :

$$(\mathrm{I}.\sin \mathrm{A} + \mathrm{Q}.\cos \mathrm{A}) \times \sin \mathrm{A} = \mathrm{I}.\sin^2 \mathrm{A} + \mathrm{Q}.\sin \mathrm{A}.\cos \mathrm{A} \qquad \text{(II.6)}$$

I vaut ±1 et correspond à la valeur du binaire codée sur le canal I. de même, Q vaut ±1 et correspond à la valeur binaire codée sur le canal Q, nous obtenons :

$$sin^2 A = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\mathrm{A}) \quad \text{et} \quad \sin \mathrm{A} \cos \mathrm{A} = \frac{1}{2}(\sin(\mathrm{A} + \mathrm{A}) + \sin(\mathrm{A} - \mathrm{A}))$$

$$\sin \mathrm{A} \cos \mathrm{A} = \frac{1}{2} sin\ 2A \qquad \text{(II.7)}$$

En remplaçant dans l'équation du produit, nous obtenons :

$$\frac{1}{2}\ I(1 - cos\ 2A) + \frac{1}{2} Q.sin\ 2A = \frac{1}{2}\ I - \frac{1}{2}\ cos\ 2A + \frac{1}{2} Q.sin\ 2A \qquad \text{(II.8)}$$

Les valeurs de I et Q varient à la même fréquence que les symboles (c'est-à-dire deux fois plus l entement que le binaire), alors que sin (2A) et cos (2A) varient à 2 fois la fréquence de la Porteuse. Le filtre passe bas permet d'éliminer les termes à la fréquence double de la porteuse pour ne conserver que les termes à la fréquence des symboles. Il ne reste alors que le terme $\frac{1}{2} I$ qui vaut $\pm \frac{1}{2}$ selon le niveau binaire codé en polaire sur le canal I. De même, sur le canal Q, le signal BPSK est multiplié par la porteuse déphasée de 90° $cos(2\pi f_0 t) = \cos(A)$. Le résultat de la multiplication donne :

$$(\mathrm{I}.\sin \mathrm{A} + \mathrm{Q}.\cos \mathrm{A}) \times \cos \mathrm{A} = \mathrm{I}.\sin \mathrm{A} \cos \mathrm{A} + \mathrm{Q}.\cos^2 \mathrm{A} = \frac{1}{2} \mathrm{I}.\sin 2\mathrm{A} + \frac{1}{2} \mathrm{Q}.\cos\ 2\mathrm{A} \qquad \text{(II.9)}$$

Le filtre passe bas élimine les termes à la fréquence double de la porteuse et ne conserve que le terme $\frac{1}{2}$Q, qui vaut $\pm \frac{1}{2}$ selon le niveau binaire codé en polaire sur le canal Q.
Les deux niveaux binaires I et Q sont ensuite mis en mémoire de façon parallèle pour ressortir en série à la fréquence double des symboles (pour chaque symbole décodé, il y a deux bits générés).

Le circuit de récupération de la porteuse est sensiblement le même qu'en BPSK, sauf qu'il y 4 porteuses déphasées de 90° et qu'il faut donc mettre le signal reçu à la puissance 4, le filtrer, puis diviser la fréquence par 4 encore une fois.

II.5. La modulation 16-QAM

Cette modulation complète la modulation QPSK. En effet, elle utilise le même système de modulation de phase mais elle ajoute en plus une modulation d'amplitude. Les signaux I et Q peuvent prendre différentes valeurs d'amplitude et ainsi augmenter le nombre de symboles transmissibles.

.

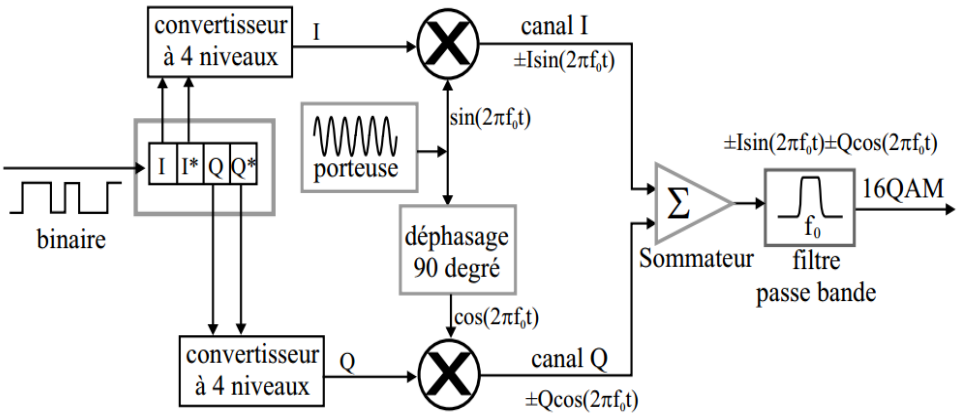


Figure II.4. *Modulateur 16-QAM.*

Après le convertisseur à 4 niveaux, la valeur de I peut être une des 4 amplitudes possibles$\{\pm 1, \pm 3\}$. Il en est de même pour la valeur de Q. la modulation 16-QAM nous permet de passer 2 bits I et 2 bits sur Q. Au total il y a 4 bits par symboles.

Il y a quatre niveaux de tension pour I et quatre pour Q. La constellation comporte 16 points. Avec 16 symboles différents, chaque symbole contient 4 bits ($2^4 = 16$).

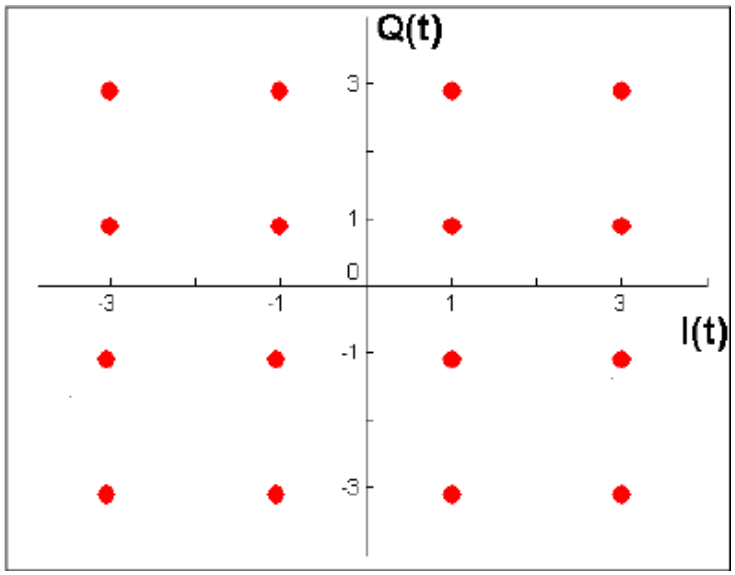


Figure II.5. *Constellation 16-QAM.*

II.5.1. Démodulation 16-QAM

Le démodulateur est comme celui du QPSK la différence qu'il y a 4 niveaux de tension sur I et sur Q.

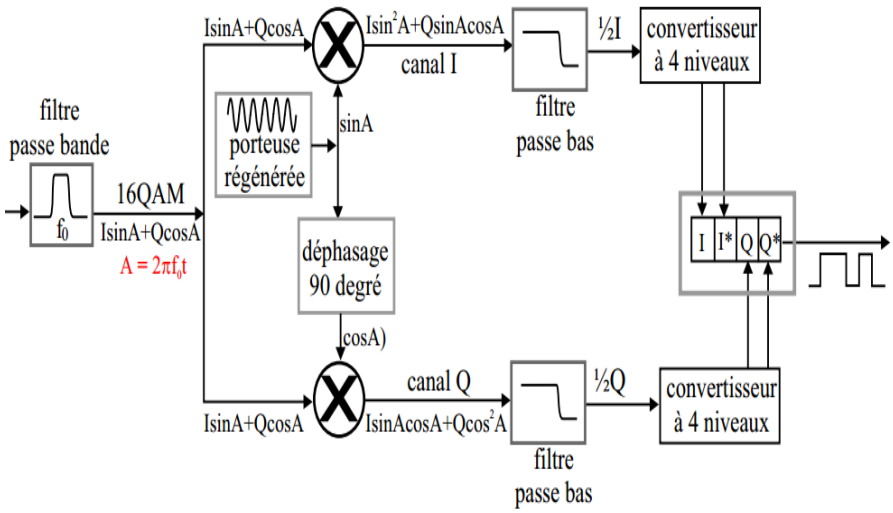


Figure II.6. *Démodulateur 16-QAM.*

II.5.2 Taux d'erreur binaire théorique d'un signal QAM [17]

Le BER s'exprime en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$, où E_b est l'énergie d'un bit et N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit du canal AWGN.

$$BER=\frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \qquad (II.9)$$

Avec erfc la fonction d'erreur donnée par l'équation ci-dessous, où Es désigne l'énergie d'un symbole et SNR est le rapport entre l'énergie d'un symbole et la densité spectrale de bruit. La (Figure II.8.) représente la forme de cette fonction :

$$erfc(x)=1-erf(x) = 1-\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x \exp(-t^2)dt \qquad (II.10)$$

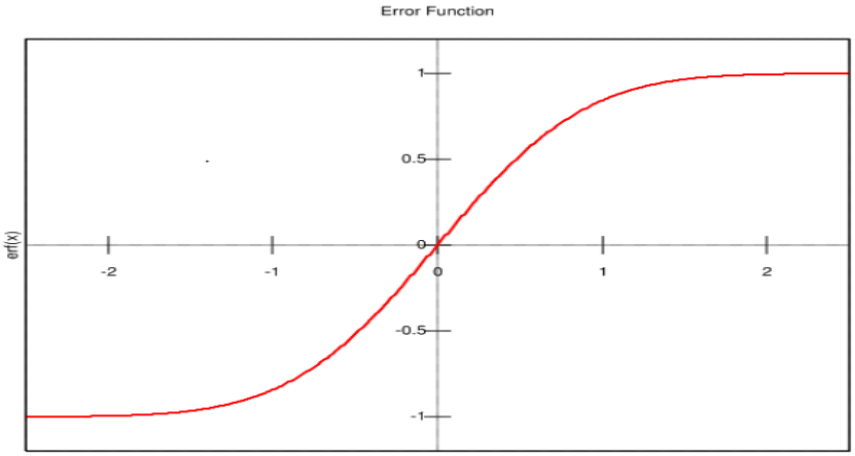


Figure II.7. *Forme de la fonction d'erreur*

Un BER de 10^{-6} signifie qu'on a mesuré une erreur par million (1 bit en erreur pour 10^{6} bits évalués). Plus il y a de points dans la constellation et plus elle est sensible au bruit. Le tableau ci contre nous montre le rapport signal à bruit nécessaire pour maintenir un niveau d'erreur de 1 sur 1 million (Tableau II.2). [16]

Tableau II.2.: S/B par un BER de 10^{-6}.

Modulation	S/B pour un BER de 10^{-6}
16-QAM	20,7 dB
16-QAM	24,4dB
64-QAM	26,8dB
256-QAM	34dB
1024-QAM	40dB

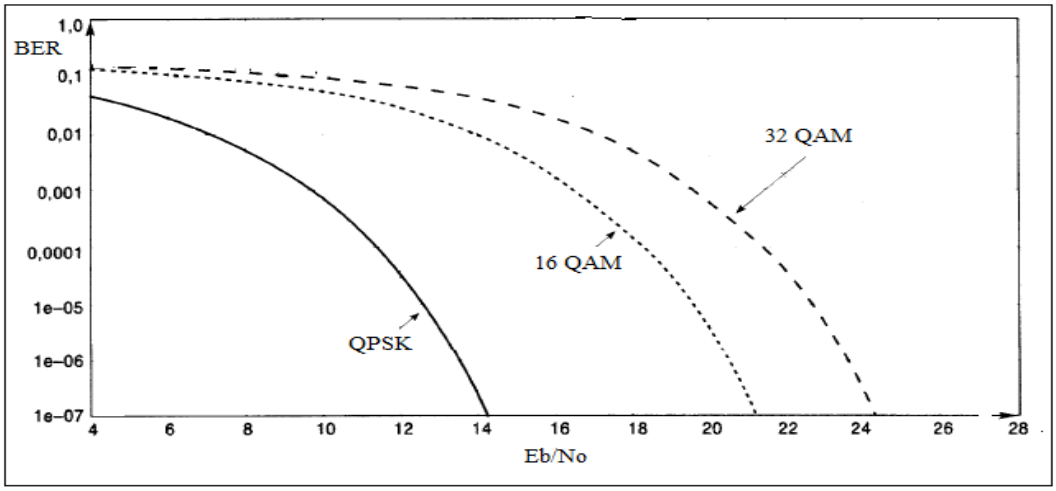


Figure II.8. *BER (théorique) associes aux différents types de modulation*

On observe que la modulation QPSK est le meilleur choix en matière de BER.

II.6. Récepteur à corrélateur

La forme d'onde r(t) reçue par un récepteur (Figure II.10), est celle du signal émis s(t), et affecté de bruit n(t), la sortie du filtre adapté est l'autocréation du signal s(t) appliqué à son entrée, on peut donc utiliser un corrélateur en tant que filtre de réception. Un corrélateur et un filtre adapté sont équivalents et donnent le même résultat à l'instant de décision T.

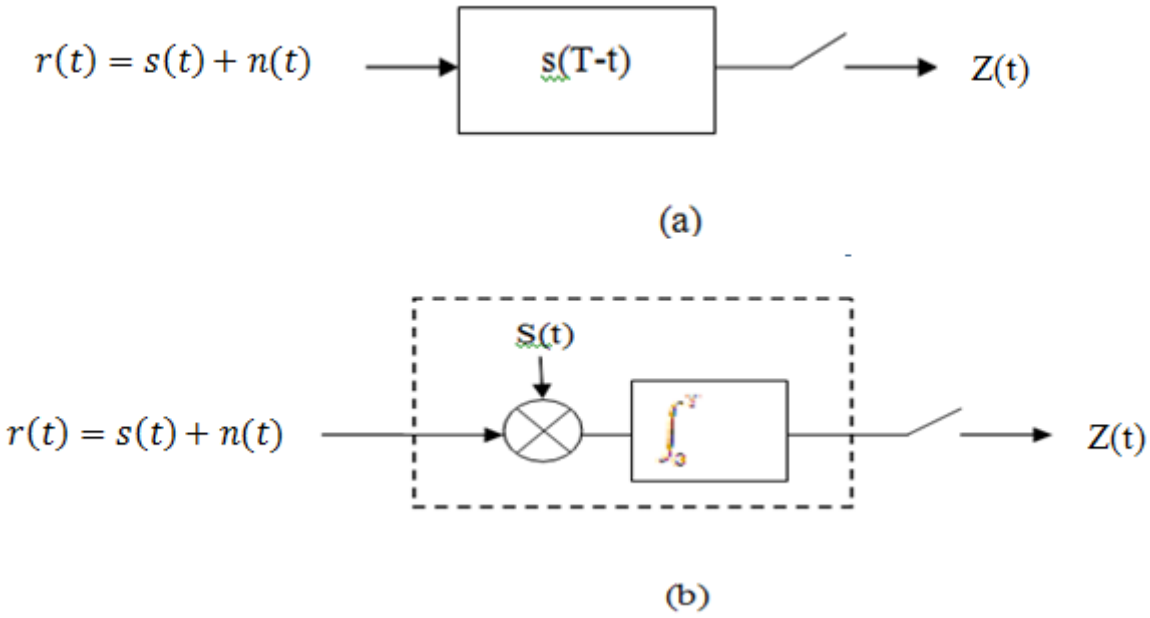


Figure II.9. *Équivalence entre (a) filtre adapté, (b) corrélateur (multiplieur + intégrateur).*

II.7. Conclusion

La modulation 16-QAM est une technique similaire à QPSK, elle utilise le même système de modulation de phase, sauf que la modulation 16-QAM ajoute en plus une modulation d'amplitude. Théoriquement, la modulation QPSK est le meilleur choix en matière de BER par rapport au16-QAM.

CHAPITRE III : Simulation et discussion Des résultats

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous essayerons de valider les notions théoriques par L'analyse de fonctionnement des deux techniques de modulation QPSK et 16-QAM via System Vue, ainsi que leur performance BER et PSD, par la suite on se propose de comparer les performances des deux systèmes.

III.2. Simulateur System Vue

System Vue est parmi les outils de simulation de systèmes de communication analogique ou numérique, qui sont précis et simples à la fois. Ses outils intuitifs et la facilité d'utilisation en font un outil d'apprentissage très pratique dans le domaine des systèmes de télécommunication.

Le logiciel System Vue version 2005, offre deux réservoirs de bibliothèques et deux fenêtres de travail. L'une pour la conception de systèmes de communication et qui est dotée d'une horloge système, et l'autre pour la visualisation des résultats de simulation et qui est dotée d'un calculateur « sink » pour leur traitement.

III.3. Système de communication à base QPSK

La modulation en quadrature de phase (QPSK) correspond une modulation 4-PSK, c'est une modulation a 4 états (M = 4) pendant la durée symbole T_S. La phase peut prendre les valeurs $\pi/4$ (45°), $3\pi/4$ (135°), $5\pi/4$ (225°), $7\pi/4$ (315°) ; avec :

$$\varphi i = \frac{(2i-1)\,\pi}{4} \text{ avec } i = 1, 2, 3, 4 \qquad \text{(III.1)}$$

Le signal de la porteuse sinusoïdale modulée a une amplitude A et une fréquence porteuse f_c, comme indiquée par l'expression suivante

$$S_i(t) = A \cos [2\pi f_c t + \varphi_i] = A [\cos \varphi_i \cos(2\pi f_c t) - \sin \varphi_i \sin(2\pi f_c t) \qquad \text{(III.2)}$$

En reprenant la technique de modulation en quadrature, où l'on utilise une enveloppe complexe du type g(t) = u(t) + j v(t), le signal sinusoïdal pd'amplitude A et de fréquence porteuse ω_c devient après modulation :

$$S(t) = Re\{ [u(t) + j\, v(t)] .A[\cos\omega_c t + j \sin\omega_c t] \} = x(t) \cos\omega_c t - y(t)\sin\omega_c t \qquad \text{(III.3)}$$

Donc de forme normalisée, adoptée par le modulateur en quadrature de System Vue

$$S(t) = I(t) \cos\omega_c t + Q(t) \sin\omega_c t \qquad \text{(III.4)}$$

Le signal QPSK peut ainsi être décomposé en deux signaux BPSK avec la même fréquence porteuse, l'un correspondant à la porteuse cosinus (composante I) et l'autre correspondant à la porteuse sinus (composante Q).

En faisant un rapprochement avec l'expression (III.1) de la QPSK, il vient :

$$x(t) = A \cos\varphi_i = I(t) \quad \text{et } y(t) = A \sin\varphi_i = -Q(t) \qquad \text{(III.5)}$$

Comme sin $\pi/4$ = cos $\pi/4$ = $1/\sqrt{2}$, et en posant $A_0 = A/\sqrt{2}$, les composantes des différents symboles s'écrivent :

$$S_I(t) = A_0 \cos(2\pi f_c t) \quad \text{et} \quad S_Q(t) = A_0 \sin(2\pi f_c t) \qquad \text{(III.6)}$$

Symboles d'une QPSK de durée T_S et leurs codages associés, sont donc donnés par :

$$\begin{cases} S_1(t) = +S_I(t) - S_Q(t) \rightarrow (I,Q) = (+A_0, -A_0) \quad et \quad (x,y) = (+A_0, +A_0) \\ S_2(t) = -S_I(t) - S_Q(t) \rightarrow (I,Q) = (-A_0, -A_0) \quad et \quad (x,y) = (-A_0, +A_0) \\ S_3(t) = -S_I(t) + S_Q(t) \rightarrow (I,Q) = (-A_0, +A_0) \quad et \quad (x,y) = (-A_0, -A_0) \\ S_4(t) = +S_I(t) + S_Q(t) \rightarrow (I,Q) = (+A_0, +A_0) \quad et \quad (x,y) = (+A_0, -A_0) \end{cases} \qquad \text{(III.7)}$$

Ainsi, chaque symbole modulant (ou d'entrée) situé dans le plan complexe xy, lui correspond un symbole modulé (ou de sortie) situé dans le plan complexe IQ, figure 3.1. Les coordonnées des symboles dans le plan xy sont les couples de bit d'entrée (x, y), tandis que les symboles IQ sont générés par les couples de bit (x, –y) pour moduler la porteuse en quadrature.

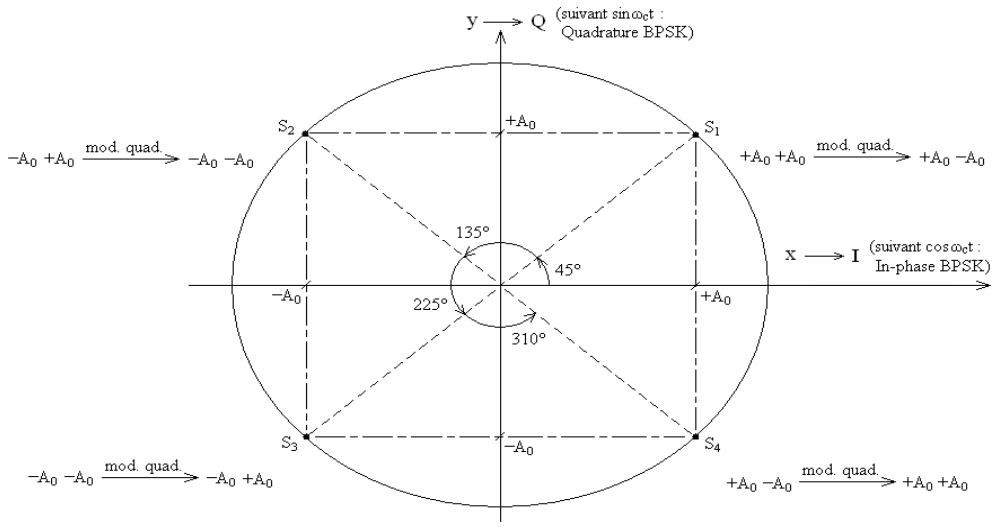


Figure III.1. *Constellation QPSK et codages associés, passage entre plans de symboles (plan xy d'entrée vers plan IQ de sortie).*

Les codages xy et IQ suivent tous les deux, le code Gray polaire, c.-à-d. que pour deux symboles adjacents, il n'y a qu'un seul bit qui change à la fois. Ainsi, la décomposition du signal modulant en signaux I et Q, aboutit au codage Gray qui minimise la probabilité d'erreur (pour un symbole erroné détecté à la place d'un symbole adjacent, il n'y a qu'un bit sur deux qui est faux). Nous avons réalisé dans System Vue, un système de communication numérique avec canal AWGN. Il s'agit d'un QPSK cohérent muni d'un récepteur optimal implémenté comme un corrélateur,n(Figure III.2.) QPSK transmet quatre symboles représentant chacun, log2(4) = 2 bits d'information. Les symboles sont assumés avoir à priori, des probabilités d'occurrence égales (P1=P2=P3=P4=¼).

Le système simulé, (Figure III.2), est constitué de différents blocs fonctionnels assurant l'émission, l'effet d'un canal Gaussien, et la réception. On note aussi, l'utilisation d'outils de visualisation comme les oscilloscopes (en bleu) appelés « analysais » et qui appartiennent à la bibliothèque.

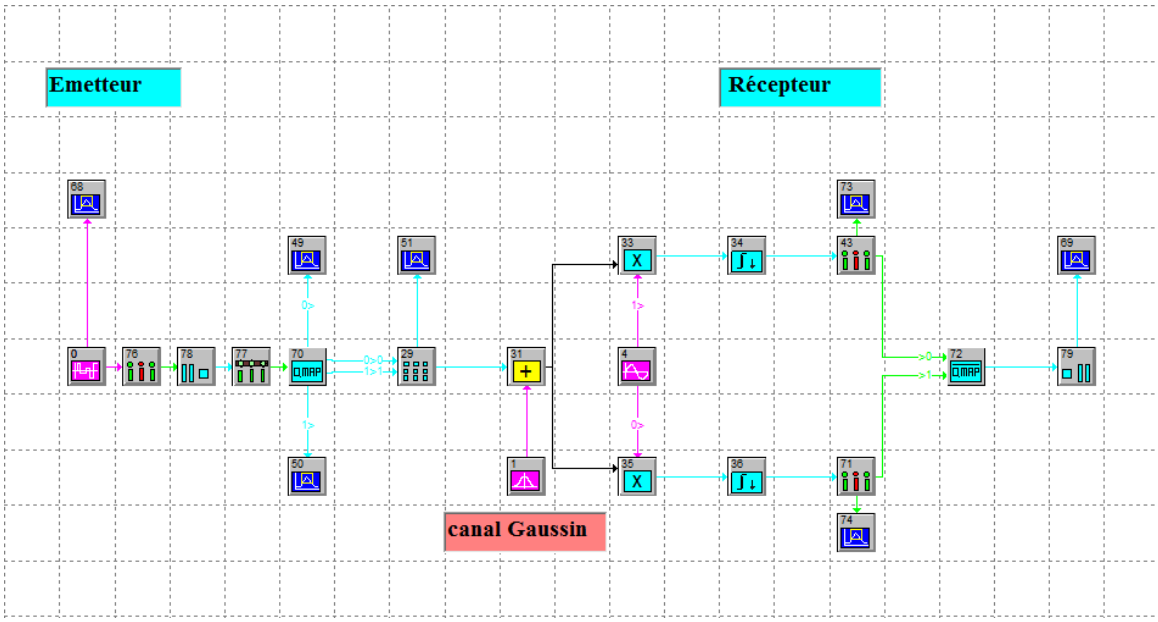


Figure III.2. *Modèle System Vue de QPSK*

III.3.1. Le transmetteur

Il est composé principalement des blocs fonctionnels suivants :

1) Un générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire, à partir du composant « PN seq» :

- Un débit binaire = 1 kb/s
- niveaux de tension= 0V et 1V.

2) échantillonneur « Decimator » :

- Le signal d'entré doit subir une décimation par 100.

3) Un convertisseur bit à symbole, à partir du composant « Bit to Symbol » :

- conversion de 2 bits par symbole.
- seuil = 0.5V.

4) Un modulateur QPSK :

- constitué d'un générateur IQ et d'un modulateur en quadrature, le générateur IQ doit être lie avec un fichier texte externe nomme QPSK.txt en indiquant son chemin dans la fenêtre de configuration.

```
 n=4
 0          −1.        1.
 1          −1.       −1.
 2           1.        1.
 3           1.       −1.
```

Figure III.3. *Fichier QPSK.txt*

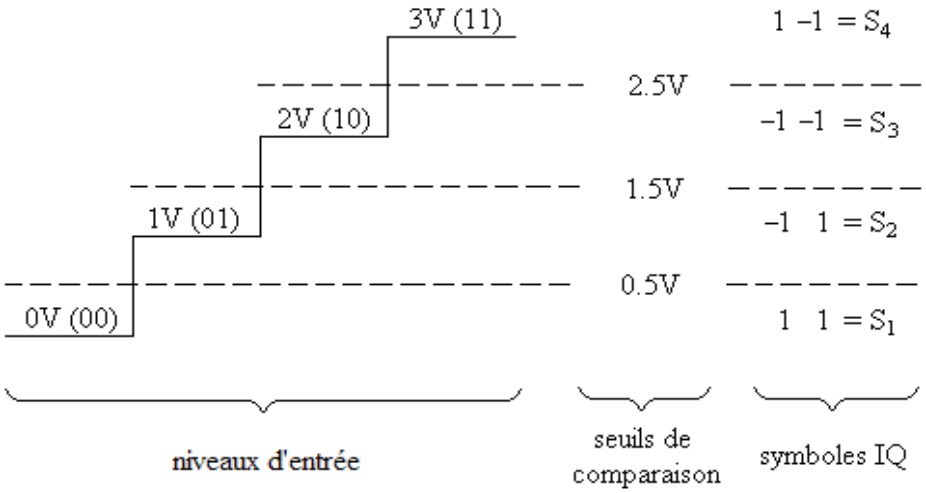


Figure III.4. *Conception de Transcodage.*

Les couples xy de bits d'entrée qui sont convertis en symboles M-aire à quatre niveaux de tension, sont comparés aux seuils de tension 0.5V, 1.5V, et 2.5V, afin de délivrer les signaux polaires I et Q (±1V) selon le transcodage de la (Figure III.4.).

Le modulateur en quadrature réalisé par le composant « Quad Mod » est alimenté par le générateur IQ dont la somme vectorielle des deux porteuses en quadrature d'amplitudes A_0=3.535V, donne la porteuse QPSK d'amplitude A=5V.

La fréquence porteuse est choisie assez faible, f_c=10kHz, pour diminuer les temps de calcul et de simulation. Cela ne change en rien, les propriétés et les performances de la modulation utilisée.

III.3.2. Le canal Gaussien

Il est du type AWGN, composé de blocs fonctionnels suivants :

1) Un générateur de bruit Gaussien :La densité spectrale de puissance (PSD) = 1 mW/Hz (faible pour ne pas introduire d'erreur dans les différentes mesures constellation, PSD, retard de réception).
2) Un additionneur.

III.3.3. Le récepteur

Il s'agit d'un récepteur cohérent et optimal, c'est-à-dire utilise un détecteur synchrone suivi d'un filtrage optimal, Le signal QPSK étant décomposé en deux signaux BPSK avec composantes IQ en quadrature, deux voies de traitement en détection synchrone et filtrage optimal sont nécessaires. Le récepteur est donc composé essentiellement de :

1) Un générateur local de deux porteuses synchrones et orthogonales, à partir du composant« Sinusoid » qui fournit les deux porteuses synchrones à la fréquence d'utilisation f_C=10kHz, offset de phase 0°, et une amplitude A_0=3.535V.
2) Deux voies, I et Q, munies chacune d'un multiplieur pour la détection synchrone et d'un filtrage adapté I+D sur une période de symbole (T_S = 2ms). Ce qui constitue un corrélateur entre le signal reçu r(t) et les signaux de références, $S_I(t)$ sur la voie I et $S_Q(t)$ sur la voie Q. Si le signal reçu est supposé non bruité, la corrélation sur chaque voie donne :

$$\int_0^{T_S} r(t)\,S_i(t)\,dt = \frac{A_0^2\,T_S}{2} = 12.5\ \text{mJ} \qquad \text{où} \qquad \begin{cases} S_i(t) = S_I(t) & \text{sur la voie I} \\ S_i(t) = S_Q(t) & \text{sur la voie Q} \end{cases}$$

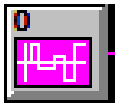
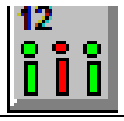
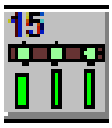
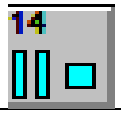
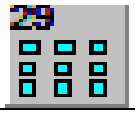
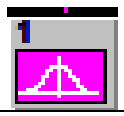
3) Un « QAM DeMap » qui assure le transcodage IQ vers un signal M-aire en bande de base. Ce composant réclame à ses entrées, un seul échantillon représentatif par symbole d'entrée. Il faudra donc abaisser la fréquence d'échantillonnage du système, F_S = 100 kHz, jusqu'au débit de symbole de 500 sym/s, et ce par une décimation de 200. Il doit lier le composant « QAM DeMap » au même ficher texte de « QAM Map » nomme QPSK.txt.

4) Un convertisseur symbole/bit à l'aide du composant « Symbol to Bit » qui réclame aussi à ses entrées, un seul échantillon représentatif par symbole d'entrée. Ce qui est déjà assuré à la sortie de «QAM DeMap».

III.3.4. Configuration des blocs constituants

Le (Tableau III.1.) donne le nom de chaque bloc utilisé ainsi que ses paramètres de configuration, le groupe, et la bibliothèque dont il appartient.

Tableau III.1. *: Blocs fonctionnels du système de transmission QPSK.*

Composant (Token)	Nom	Groupe -Bibliothèque	Parameters essentials
	PN seq	Noise / PN - Source	Amplitude : ±0.5V Offset : 0.5V Rate : 1kHz
	Decimator	Sample / Hold - Operator	Decimate By : 100 ou 200
	ReSample	Sample / Hold - Operator	Sample Rate : 100kHz
	Bit to Symbol & Symbol to Bit	Encode / Decode - Comm.	Bits / Symbol : 2 Threshold : 0.5V
	QAM Map & QAM DeMap	Processors - Comm.	Constellation Size : 4 External file : QPSK.txt
	Quad Mod	Modulators - Comm.	Amplitude : 3.535V Frequency : 10kHz
	Adder	–	–
	Gauss Noise	Noise / PN - Source	Density in 1Ω : 1mW/Hz Mean : 0V
	Sinusoid	Periodic - Source	Amplitude : 3.535V Frequency : 10kHz

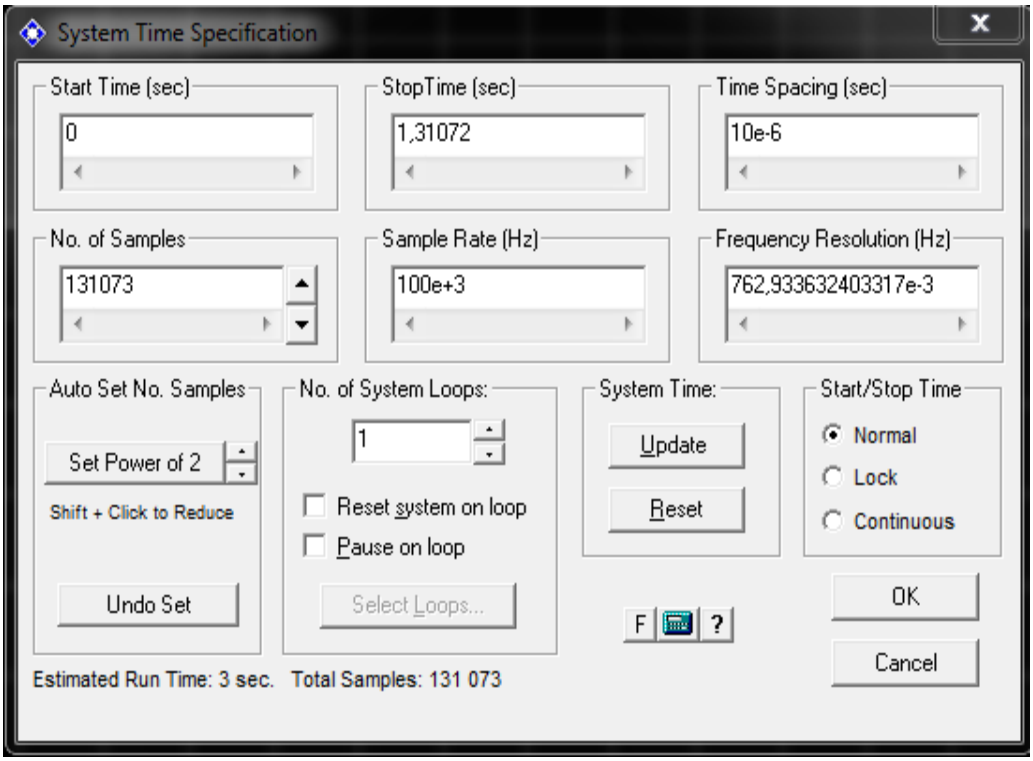


Figure III.5. *L'horloge du système.*

III.3.5. Résultats de simulation

Les différents oscilloscopes insérés dans ce système permettent de visualiser les différents tracés temporels aux points d'insertion. En (Figure III.6), sont représentés les signaux I et Q fournis par le générateur IQ. Ce sont des signaux binaires polaires aléatoires où chaque bit est de durée $2T_b = T_S$=2ms.

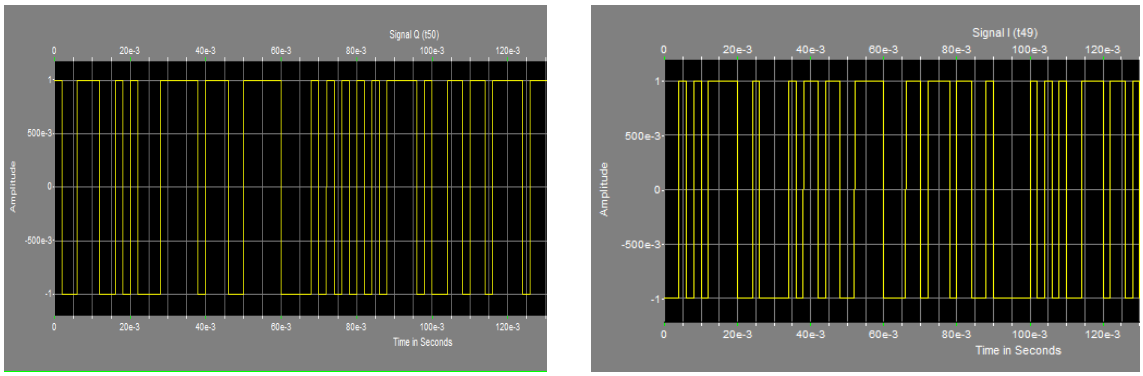


Figure III.6. *Signaux I et Q en sortie du générateur IQ.*

Les signaux temporels d'oscilloscopes (Figure 3.6) insérés à la sortie du modulateur en quadrature, la sortie de l'échantillonneur des bits d'entrée, et la sortie d'échantillons de bits reçus au récepteur, sont traités par l'outil « Sink Calculator ». Ainsi, en (Figure III.7), est visualisée la PSD du signal QPSK ainsi que la raie de corrélation entrée/sortie entre les bits transmis et ceux reçus. Afin d'avoir une bonne résolution spectrale pour la PSD, $\Delta F \leq 1Hz$, il faut utiliser un nombre d'échantillons $N = 2^{17} = 131072$, soit $\Delta F \approx 0.763$ Hz et un temps de simulation $t_{stop} = 1/\Delta F \approx 1.3107$ sec.

$$PSD = \frac{A^2 T_S}{4R_L} sinc^2[\pi(f - f_c)T_S] \qquad \text{(III.8)}$$

La PSD à forme d'un sinus cardinal au carré, est alors centrée sur la fréquence porteuse f_c=10kHz, dont les premiers passages par zéro délimitent la bande pratique de transmission (celle du lobe principal)

$$B = \left(f_c + \frac{1}{T_S}\right) - \left(f_c - \frac{1}{T_S}\right) = \frac{2}{T_S} = \frac{1}{T_B} \qquad \text{(III.9)}$$

C'est-à-dire que la bande utile d'une QPSK est la moitié de celle d'une BPSK, ce qui est un avantage. La PSD mesurée, figure 3.5, confirme celle obtenue théoriquement, avec :

$$B = (10.5 - 9.5)\ kHz = 1\ kHz = 1/T_b.$$

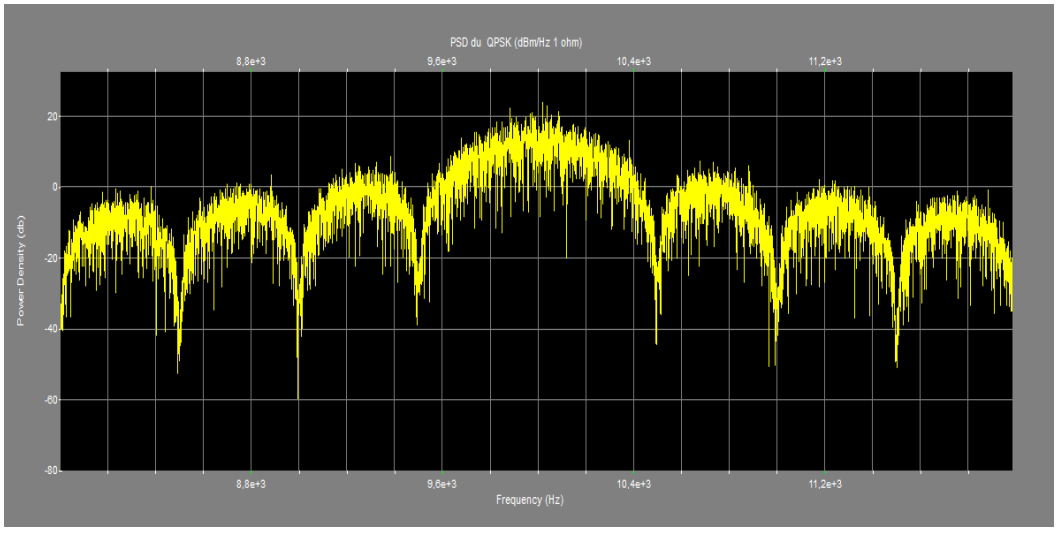


Figure III.7. *PSD du signal QPSK*

D'autre part, la position de la raie de corrélation entre bits transmis et reçus suivant l'axe temporel, indique le retard que mettent les bits transmis pour être reçus (retard de réception de 4ms.).

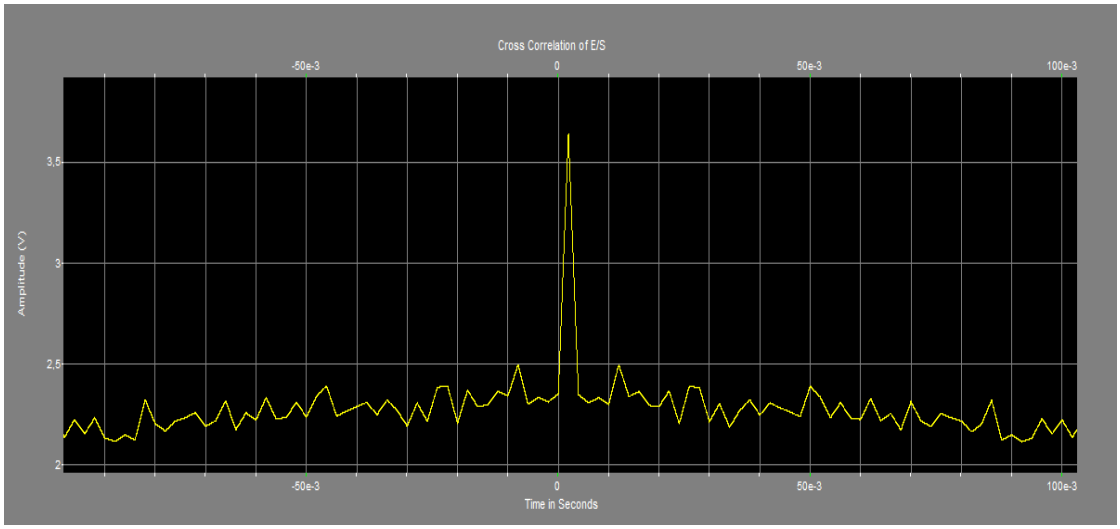


Figure III.8. *Corrélation entre bits d'entrée/sortie.*

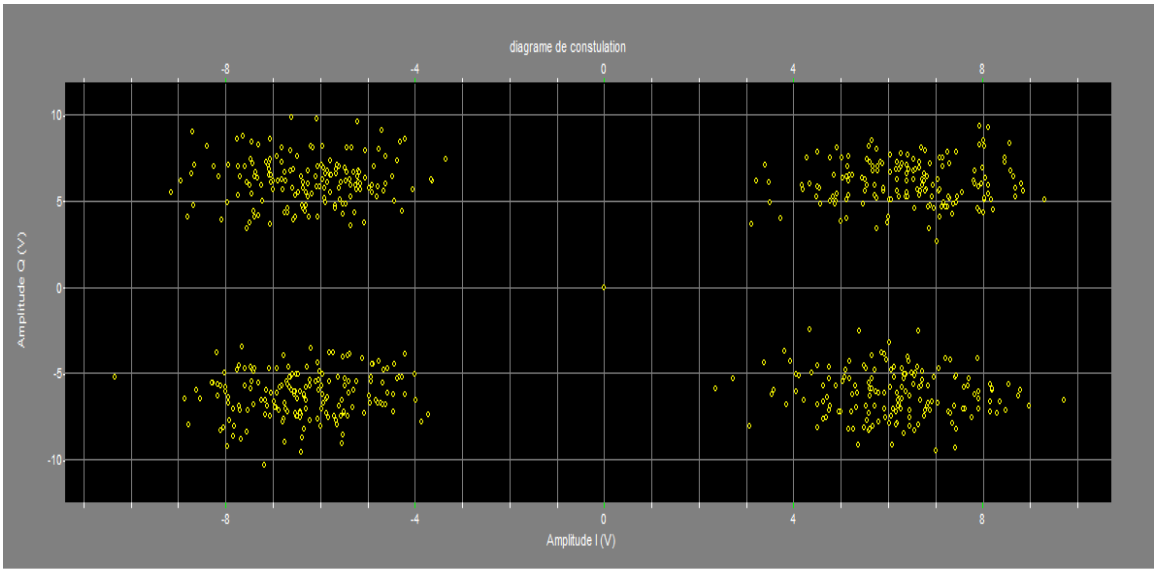


Figure III.9. *Points bruités en constellation de la QPSK.*

III.3.6. Mesure le taux d'erreur binaire (BER) du système QPSK

Les échantillons des bits reçus sont directement exploités car la sortie binaire du convertisseur symbole/bit est normalisée entre 0V et 1V (Figure III.10).

Le tracé du BER est fonction de l'accroissement du SNR, définit par le rapport E_b/N_o. Par conséquent, Le canal se voit munir d'un amplificateur à gain variable pour diminuer la PSD, N_o, du bruit par pas de –2dB. L'horloge-système est modifiée afin de réduire le temps de simulation, en portant le nombre de boucle de calcul du BER à 5.

Le nombre minimal de symboles aléatoires d'essai requis est fonction de la valeur minimale du BER qu'on souhaite atteindre. Ainsi, pour $BER_{min} = 10^{-3}$, il faut prendre au moins 10^4 symboles d'essai. Ce qui fixe le temps de simulation à $t_{stop} = 10^4 \times (T_S=2ms) =$ 20 sec.

Comme les deux porteuses en quadrature ont des amplitudes A_0=3.535V, leur sommation constitue les symboles transmis à une amplitude $A = A_0\sqrt{2} = 5V$, L'énergie par symbole est donc $E_S = A^2T_S / 2R_L = 25mJ$ pour R_L=1Ω. Comme $T_S = 2T_b$, on a $E_S = 2E_b$. Le corrélateur est un récepteur optimal en bande de base et fournit à $t=T_S$, la valeur maximale de détection qui représente l'énergie moyenne par bit $E_b = 12.5$ mJ , Afin d'attribuer une valeur initiale de 0 dB au SNR, il faut donc initialiser $N_o = E_b$ en valeur numérique, soit $N_o = 12.5mW/Hz$.

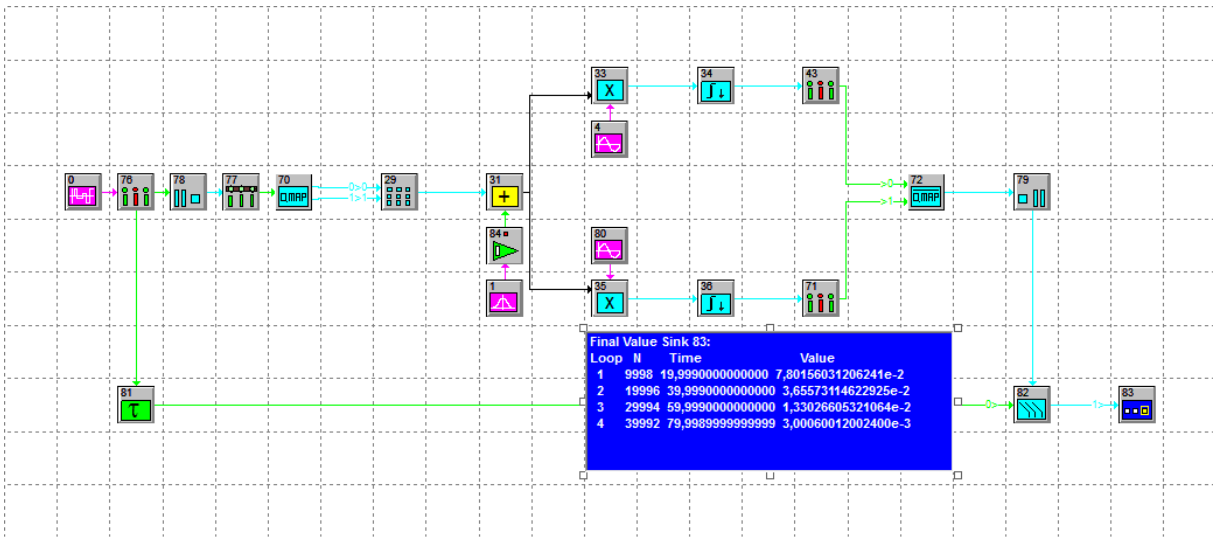
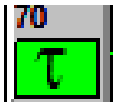
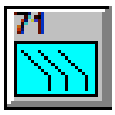
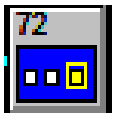


Figure III.10. *Banc de mesure du BER.*

Le composant BER présente trois types de sortie, dont la sortie « Cumulative Average» est choisie. Elle permet d'estimer la moyenne statistique de l'erreur binaire pour un SNR donné Cette sortie est appliquée au composant « Final Value » qui est un instrument de mesure mémorisant au cours d'une boucle de calcul du BER, la valeur finale de la moyenne d'erreur binaire.

Tableau III.2. : *Blocs fonctionnels additionnels du banc de mesure du BER.*

Composant (Token)	Nom	Groupe -Bibliothèque	Parameters essentials
	Delay	Delays / Operator	Delay : 4ms
	Gain	Gain/scale- Operator	Gain : 0 dB à –8dB
	BER Counter	Processors - Comm.	Threshold : 0.5V Offset : 4ms
	Final/Value	Numeric - Sink	–

Le BER théorique du QPSK est identique à celui de la BPSK, qui s'exprime par la fonction erreur complémentaire de la racine carrée du SNR.

$$BER = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_B}{N_0}}\right) \qquad \text{(III.10)}$$

Les deux tracés du BER sont pratiquement superposes (Figure III.11.), se qui il confirme les résultats théoriques.

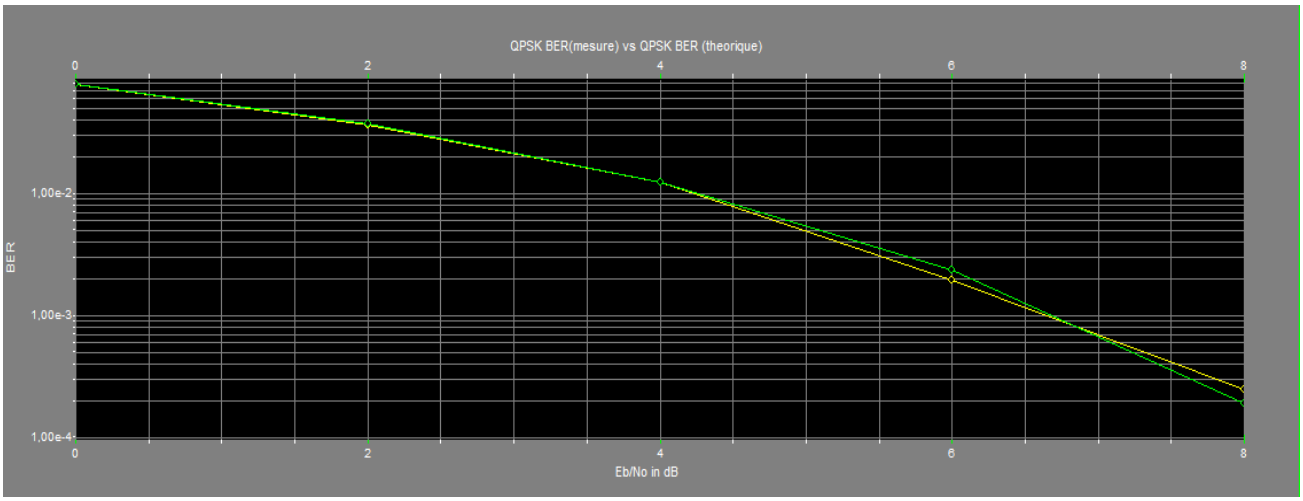


Figure III.11. *Comparaison entre BER théorique (en vert) et BER mesuré (en jaune).*

III.4. système de communication à base 16-QAM

16-QAM transmet 16 symboles, log2(16) = 4 bits d'information. Les symboles sont assumés avoir à priori, des probabilités d'occurrence égales ($P_1 = P_2 = \cdots = P_{16} = 0.0625$).

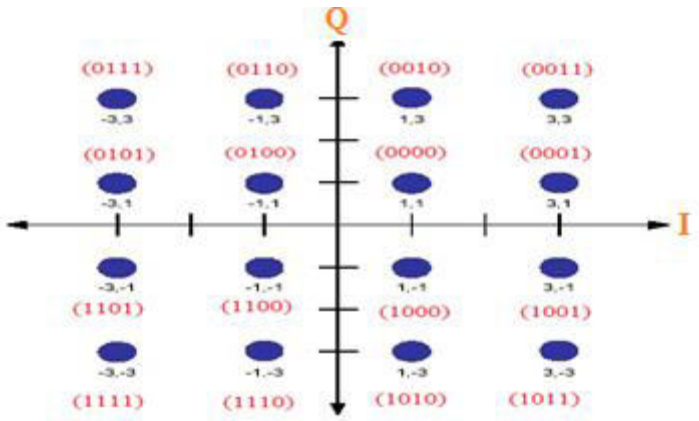


Figure III.12. *Constellation 16-QAM et codage associés.*

on utiliser le meme système que la QPSK , la forme normalisée adoptée par le modulateur en quadrature de System Vue

$$S(t) = I(t)\cos\omega_c t + Q(t)\sin\omega_c t \qquad \text{(III.10)}$$

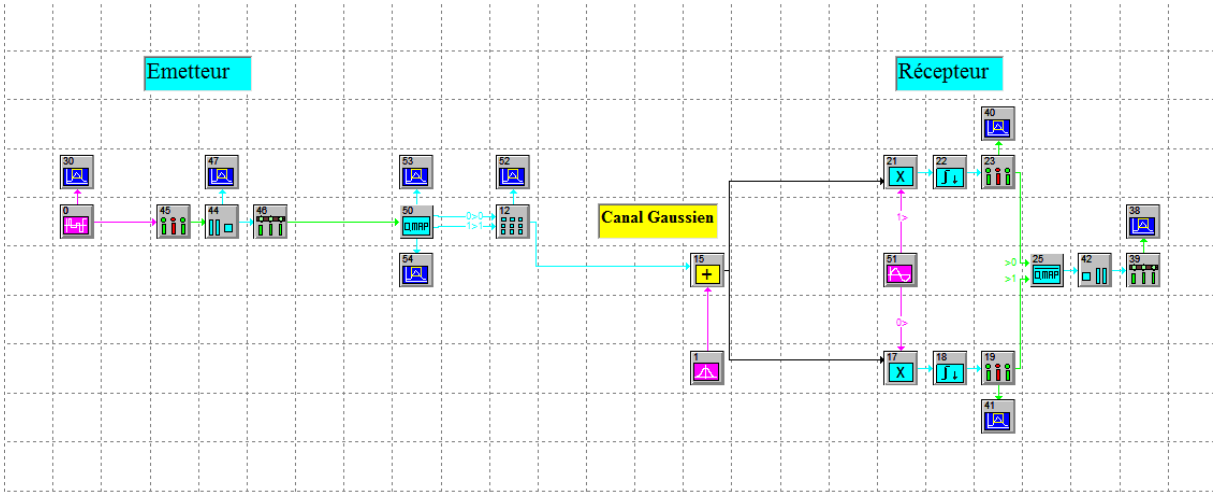


Figure III.13. *Modèle System Vue de 16-QAM.*

III.4.1. le transmetteur

Il est composé principalement des blocs fonctionnels suivants :

1) Un générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire, à partir du composant « N seq » :
   - débit binaire =1 kb/s.
   - niveaux de tension= 0V et 1V.
2) Un échantillonneur « Decimator » :
   - Le signal d'entré doit subir une décimation par 500.
3) Un convertisseur bit à symbole, à partir du composant « Bit to Symbol » :
   - conversion de 4 bits par symbole.
   - Un modulateur QAM : constitué d'un générateur IQ et d'un modulateur en quadrature, le générateur IQ doit être lie avec un fichier texte externe nomme 16QAM.txt en indiquant son chemin dans la fenêtre de configuration.

n=16		
0	1.	1.
1	3.	1.
2	1.	3.
3	3.	3.
4	-1.	1.
5	-3.	1.
6	-1.	3.
7	-3.	3.
8	1.	-1.
9	3.	-1.
10	1.	-3.
11	3.	-3.
12	-1.	-1.
13	-3.	-1.
14	-1.	-3.
15	-3.	-3.

Figure III.14. *fichier 16 QAM .txt*

Le modulateur en quadrature réalisé par le composant « Quad Mod » est alimenté par le générateur IQ avec une amplitude A=1Vet une fréquence porteuse f_c = 20kHz.

III.4.2. Le canal Gaussien

Il est du type AWGN, composé de blocs fonctionnels suivants :

1) Un générateur de bruit Gaussien :

- la densité spectrale de puissance (PSD) = 1 mW/Hz (faible pour ne pas introduire d'erreur dans les différentes mesures constellation, PSD, retard de réception).

2) Un additionneur.

III.4.3. Le récepteur

1) Un générateur local de deux porteuses synchrones et orthogonales, à partir du composant« Sinusoid » qui fournit les deux porteuses synchrones avec une fréquence d'utilisation fc=20kHz, offset de phase 0°, et une amplitude A0=2.12V.
2) Deux voies, I et Q, munies chacune d'un multiplieur pour la détection synchrone et d'un filtrage adapté I+D sur une période de symbole (T_S=4ms). Ce qui constitue un corrélateur entre le signal reçu r(t) et les signaux de références, $S_I(t)$ sur la voie I et $S_Q(t)$ sur la voie Q. Si le signal reçu est supposé non bruité, la corrélation sur chaque voie donne :

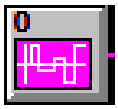
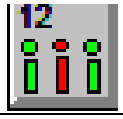
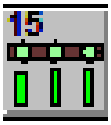
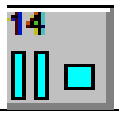
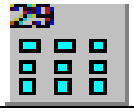
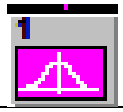
$$\int_0^{T_S} r(t)\,S_i(t)\,dt = \frac{A_0^2\,T_S}{4} = 4.5\ \text{mJ} \qquad \text{où} \qquad \begin{cases} S_i(t) = S_I(t) & \text{sur la voie I} \\ S_i(t) = S_Q(t) & \text{sur la voie Q} \end{cases}$$

3) Un « QAM DeMap » qui assure le transcodage IQ vers un signal M-aire en bande de base. Ce composant réclame à ses entrées, un seul échantillon représentatif par symbole d'entrée. Il faudra donc abaisser la fréquence d'échantillonnage du système, F_S = 500 kHz, jusqu'au débit de symbole de 500 sym/s, et ce par une décimation de 2000. Il doit lié le composant « QAM DeMap » au même ficher texte de « QAMMap» nomme 16 QAM.txt
4) Un convertisseur symbole/bit à l'aide du composant « Symbol to Bit » qui réclame aussi à ses entrées, un seul échantillon représentatif par symbole d'entrée. Ce qui est déjà assuré à la sortie de «QAM DeMap».

III.5. configuration des blocs constituants et de système

Le (Tableau III.4.) donne le nom de chaque bloc utilisé ainsi que ses paramètres de configuration, le groupe, et la bibliothèque dont il appartient.

Tableau III.4. : *Blocs fonctionnels du système de transmission 16 QAM.*

Corposants (Token)	Nom	Groupe -Bibliothèque	Parameters essentials
	PN seq	Noise / PN- Source	Amplitude : ±0.5V Offset : 0.5V Rate : 1kHz
	Decimator	Sample / Hold - Operator	Decimate By : 500 ou 2000
	ReSample	Sample / Hold - Operator	Sample Rate : 500kHz
	Bit to Symbol & Symbol to Bit	Encode / Decode - Comm.	Bits / Symbol : 4 Threshold : 0.5V
	QAM Map & QAM DeMap	Processors - Comm.	Constellation Size : 16 External file : 16 QAM.txt
	Quad Mod	Modulators - Comm.	Amplitude : 1V Frequency : 20kHz
	Adder	–	–
	Gauss Noise	Noise / PN - Source	Density in (1Ω) : 0.1mW/Hz Mean : 0V
	Sinusoid	Periodic - Source	Amplitude : 2V Frequency : 20kHz

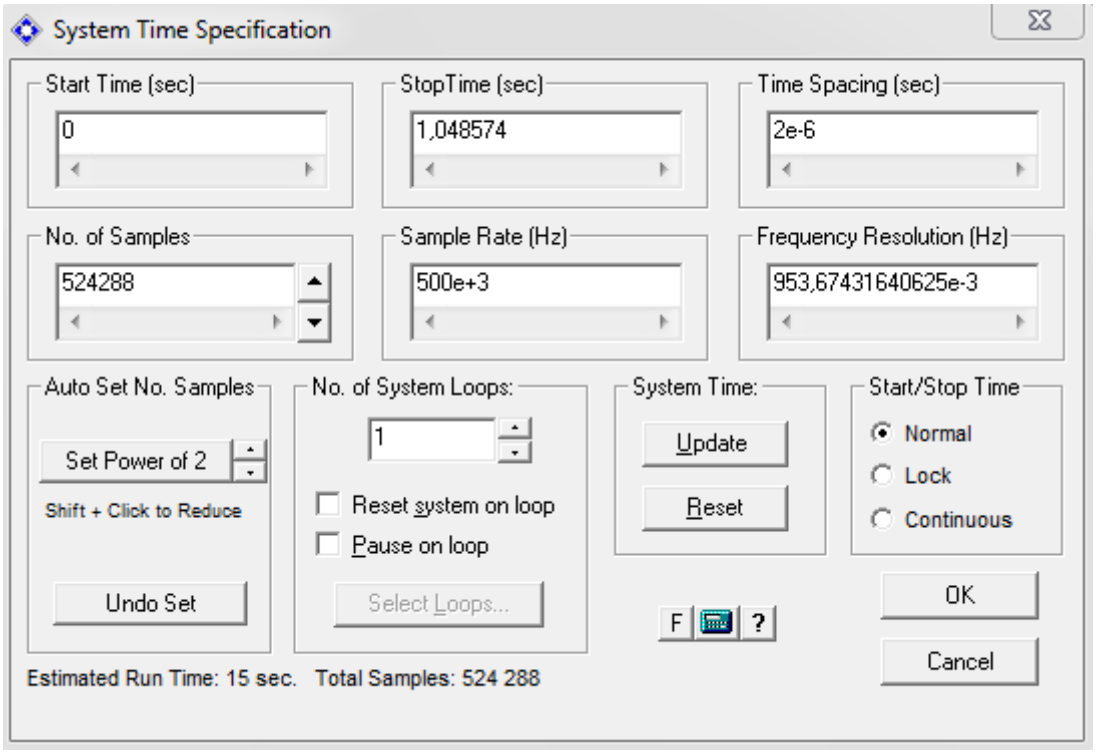


Figure III.15. *L'horloge du système.*

III.6. Résultats de simulation

La (Figure III.16.) visualisée la PSD du signal 16 QAM ainsi que la raie de corrélation entrée/sortie entre les bits transmis et ceux reçus. Afin d'avoir une bonne résolution spectrale pour la PSD, $\Delta F \leq 1Hz$, il faut utiliser un nombre suffisant d'échantillons d'essai, soit $N \geq (FS / \Delta F = 500000)$. Pour un calcul FFT rapide, on prend la valeur approchée $N = 219 = 524288$, soit $\Delta F \approx 0.954$ Hz et un temps de simulation au niveau de l'horloge-système, $T\ stop = 1/\Delta F \approx 1.0486$ sec.

La PSD théorique est de la même forme que la PSD d'une QPSK, il faudra remplacer la durée de bit T_b par la durée de symbole T_S. Pour un spectre unilatéral évalué sur une charge R_L (choisie égale à 1Ù dans système Vue), la PSD s'écrit donc :

$$PSD = \frac{A_0^2\, T_S}{16\, R_L} sinc^2[\pi(f - f_c)T_S] \;\; pour\; f > 0 \qquad \text{(III.12)}$$

La PSD à forme d'un sinus cardinal au carré, est alors centrée sur la fréquence porteuse f_C=20kHz, avec une bande :

$$B = (20.25 – 19.75)\ kHz = 0.5\ kHz = 1/T_b.$$

C'est-à-dire que la bande utile d'une 16-QAM est la moitié de celle d'une QPSK.

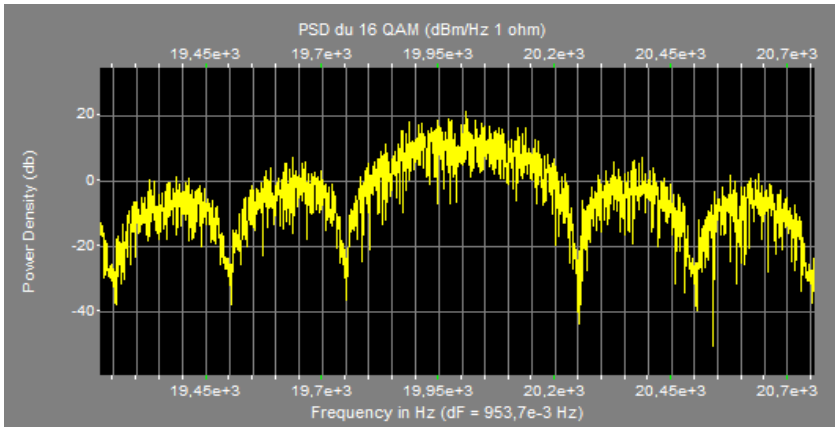


Figure III.16. *PSD du signal 16 QAM.*

D'autre part, la position de la raie de corrélation entre bits transmis et reçus suivant l'axe temporel, indique le retard que mettent les bits transmis pour être reçus (retard de réception de 8 ms).

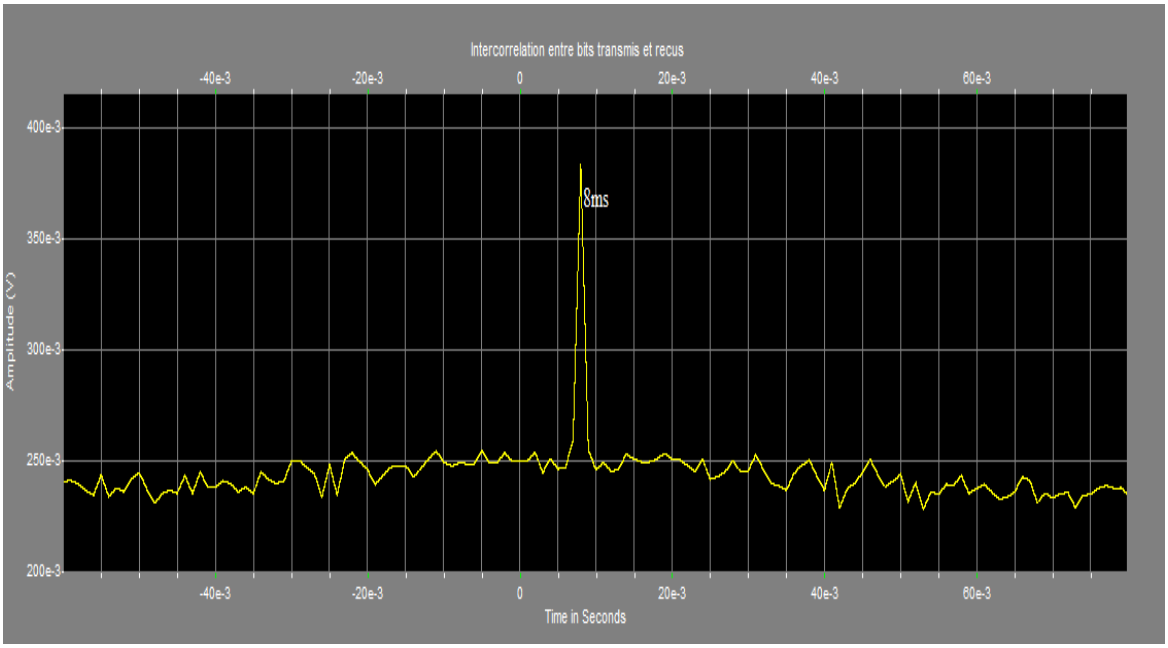


Figure III.17. *Corrélation entre bits d'entrée/sortie.*

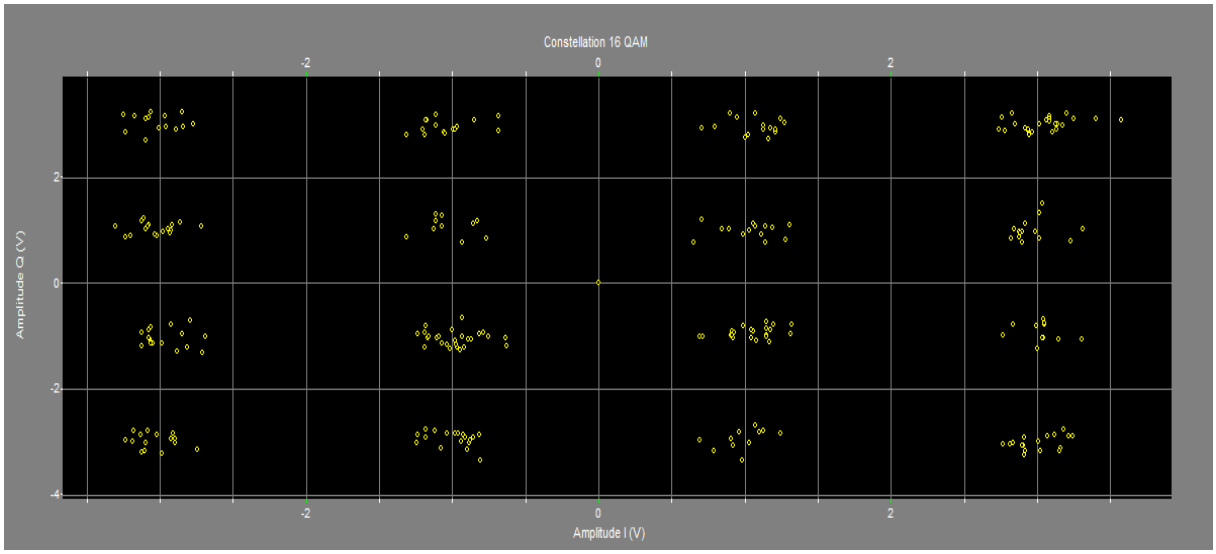


Figure III.18. *Points bruités en constellation de la 16 QAM.*

III.7. Mesure le taux d'erreur binaire (BER) du système 16 QAM

Les échantillons des bits reçus sont directement exploités car la sortie binaire du convertisseur symbole/bit est normalisée entre 0V et 1V (Figure III.19).

Le tracé du BER est fonction de l'accroissement du SNR, définit par le rapport E_b/N_o. Par conséquent, Le canal se voit munir d'un amplificateur à gain variable pour diminuer la PSD, N_o, du bruit par pas de –2dB. L'horloge-système est modifiée afin de réduire le temps de simulation, en portant le nombre de boucle de calcul du BER à 5.

Le nombre minimal de symboles aléatoires d'essai requis est fonction de la valeur minimale du BER qu'on souhaite atteindre. Ainsi, pour $BER_{min} = 10^{-3}$, il faut prendre au moins 10^4 symboles d'essai. Ce qui fixe le temps de simulation à $t_{stop} = 10^4 \times (T_S=4ms) = 40$ sec.

Comme les deux porteuses en quadrature ont des amplitudes A_0=2.12V,'énergie par symbole est $E_S = A^2T_S / 4R_L = 4.5mJ$ pour R_L=1Ω. Comme $T_S = 4T_b$ on a $E_S = 4E_b$. Le corrélateur est un récepteur optimal en bande de base et fournit à $t=T_S$, la valeur maximale de détection qui représente l'énergie moyenne par bit $E_b = 4.5$ mJ, Afin d'attribuer une valeur initiale de 0 dB au SNR, il faut donc initialiser $N_o = E_b$ en valeur numérique, soit $N_o =$ 4.5mW/Hz.

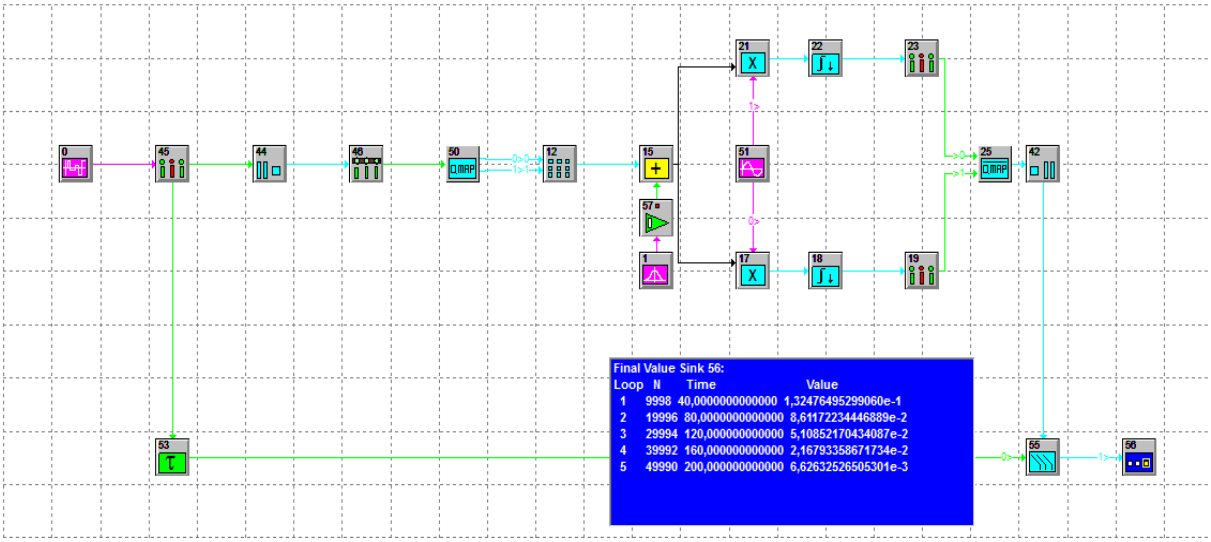


Figure III.19. *Banc de mesure du BER.*

Le composant BER présente trois types de sortie, dont la sortie « Cumulative Average » est choisie. Elle permet d'estimer la moyenne statistique de l'erreur binaire pour un SNR donné Cette sortie est appliquée au composant « Final Value » qui est un instrument de mesure mémorisant au cours d'une boucle de calcul du BER, la valeur finale de la moyenne d'erreur binaire.

Tableau III.5. : *Blocs fonctionnels additionnels du banc de mesure du BER.*

Composant (Token)	Nom	Groupe -Bibliothèque	Parameters
	Delay	Delays / Operator	Delay : 8ms
	Gain	Gain/scale - Operator	Gain : 0 dB à –8dB
	BER Counetr	Processors - Comm.	Threshold : 0.5V Offset : 8ms
	Final/Value	Numeric - Sink	–

La figure III.20 montre la comparaison entre BER 16 QAM mesuré et BER 16 QAM théoriques et BER QPSK théoriques .

$$BER = \frac{3}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{0.4\frac{E_B}{N_0}}\right) \quad \text{(III.13)}$$

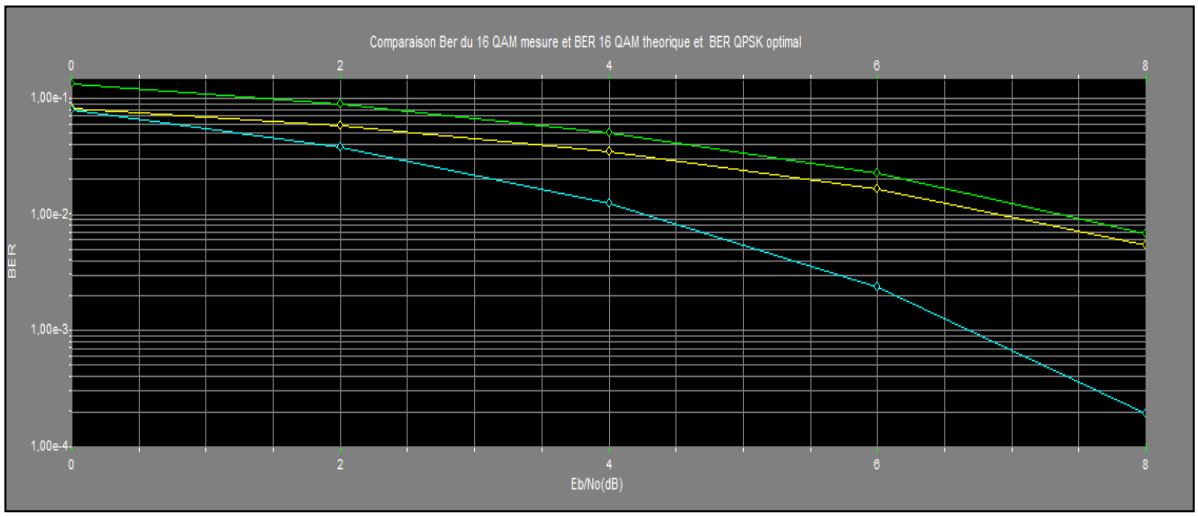


Figure III.20. *Comparaison entre BER 16 QAM mesuré (vert), BER 16 QAM théoriques (jaune), BER QPSK théoriques (bleu).*

On observe d'après la (Figure III.20.),le BER mesure de système QPSK est mieux que le système 16-QAM ,par ce que le système devient moins fiable lorsque l'ordre de modulation augmente (M=16).

III.8. Conclusion

Nous avons analysé dans ce chapitre les performances des systèmes de modulations QPSK/16-QAM et nous sortons avec les constats suivants : La modulation QPSK présente de meilleure performance en matière de BER que la modulation 16-QAM, pour la bonne raison que les constellations de la QPSK sont plus espacées que celle de la 16-QAM, par conséquent la modulation16 - QAM peut transporter plus de trafic avec une band plus étroite par rapport modulation QPSK.

Conclusion général

Conclusion générale

Dans le but d'une liaison numérique bidirectionnelle et simultanée, la transmission d'un signal numérique sur un canal de transmission nécessite une opération de modulation, qui fait des modifications pour corresponde aux caractéristiques de canal.

Les deux modulations QPSK et 16 QAM prisent pour l'étude et l'analyse, la modulation 16QAM est une technique similaire a la QPSK, elle utilise le même système de modulation de phase, sauf que la modulation 16 QAM ajoute en plus une modulation d'amplitude ainsi que le nombre de symboles transmissibles est plus grande. La premier implémentation du système QPSK se base sur le composant ≪QAM map≫ de Systeme Vue, confirme les résultats théoriques a propos de sa PSD et BER. La deuxième implémentation du système 16 QAM se base sur le composant ≪QAM map≫ de Systeme Vue, confirme les résultats théoriques a propos de sa PSD et BER.

Les résultats de simulation des deux systèmes prouvent que lorsque l'ordre de modulation augmente le système devient moins fiable par ce que le démodulateur aura du mal à distinguer entre les différents états, alors dans le contexte de BER, la modulation QPSK donne une meilleure performance que celle de 16-QAM. En réduisant l'ordre de modulation, on réduit aussi le nombre de bits par symbole ce qui est un inconvénient pour les applications qui nécessitent un débit binaire élevé, alors la modulation16 - QAM peut transporter plus de trafic avec une band plus étroite par rapport modulation QPSK.

Référence bibliographie

Bibliographie

[1] Patrice KADIONIK, "Bases De Transmissions Numériques: Les modulations numériques".

[2] A. Gérald, Etude et conception d'architectures Haut-débit pour la modulation et démodulation numérique, thèse PHD, Décembre 2006.

[3] A. Tanenbaum, Réseaux, 4ème édition, Eyrolles, Paris, 2003.

[4] D.E.Comer, TCP/IP architecture, protocoles, application, 3me édition Dunod, Paris, 2000.

[5] J.Badrikian, Mathématiques pour téléinformatique : codes correcteurs principes et exemples, Ellipses, Paris, 2002.

[6] G. Pujolles, Les réseaux, 3ème édition, Eyrolles, Paris, 2003.

[7] A.Bellaour, Michael S.O Brecht A.M.Fahim, and M.I.Elmasry, Elmasry,''lowpower direct digital frequency sysnthesis for wireless communication '', IEEEJ.SOLID-state Crcuit vol .35, no. 3, pp.385-390, March 2000.

[8] M. Stein, Les modems pour la transmission, de données numérique, 2éme édition, Masson, Paris ,1991.

[9] IEEE standard 802.11 : "Wireless LAN medium access control and physical layer specifications", IEEE Computer Society, August 1999.

[10] C.E.Shannon, A C.E.Shannon, "A mathematical theory of communication", Bell System Technical J., vol. 27, pp. 379–423, 623–656, July, October 1948.

[11] Lous Trussant, Modulation numérique de porteuse. : http://ltrussart.profweb.ca.

[12] Lilian BOSSUET, Guillaume FERRE, "Etude et modélisation sous Simulink d'une chaîne de transmission DVB-S"