

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université SAAD DAHLAB de Blida
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Aéronautique



**Mémoire pour l'obtention
du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Aéronautique**

Filière : Navigation Aérienne

Option : Installation

THEME:

**Etude et simulation d'un
Modulateur/Démodulateur QAM dans
une liaison de communication
hertzienne**

Présenté par :

M^r : KIBICHE MOHAMED AMINE

Dirigé par :

M^r : A.BENOUARED

Promotion 2008/2009

Dédicace

À mes très chers, mère, père et belle-mère pour qui ce
travail est peu de chose à offrir devant ce qu'il on fait
pour moi

À ma défunte mère que DIEU la garde dans son vaste
paradis

À ma très chère belle-mère que DIEU la garde
pour nous, heureuse et en bonne santé

À mon gentil frère et mes très chères sœurs

À mes grands parents et ma chère tante Latifa

À tous les amis sans exception

À toute la famille

Remerciements

Mes grands remerciements au tout puissant DIEU qui nous a donné la force et la volonté pour pouvoir compléter ce travail.

Mes remerciements à mon cher père et ma très chère belle-mère pour leur soutien moral et financier permanent.

Mes remerciements au président du juré ainsi qu'à tous ses membres qui m'ont fait l'honneur d'examiner cette thèse.

Je remercie le promoteur pour ses orientations et son aide précieuse.

Sans oublier de remercier Mr : R.Temmar et Mr : S.Magharbi qui m'ont aidé et resteront gravés dans ma mémoire.

Et finalement mes remerciements vont à toute personne qui m'a aidé de près ou de loin.



المخلص

الهدف من مشروعنا هو دراسة تأثير التشكيل و الإستخلاص في تحسين سرعة التدفق و نسبة الإشارة على التشويش في خط إتصالات رقمية لاسلكية, و لهذا قمنا بدراسة ثلاثة أنواع من التشكيلات الأكثر إستعمالا (QAM, PSK, ASK) للمقارنة بينهم و اختيار التشكيل الأفضل.

Résumé

Le but de notre projet est d'étudier l'influence de la modulation et la démodulation dans l'amélioration du débit et du rapport signal sur bruit dans une liaison numérique hertzienne en faisant l'étude de trois types de modulations les plus utilisées l'ASK, PSK et QAM, afin d'effectuer des comparaisons pour en déduire la meilleur d'entre elles.

Abstract

The goal of our project is to study the influence of modulation and demodulation in improving the speed and ratio signal to noise in a digital radio relay to do this we studied three types of modulations most used the ASK, PSK and QAM in order to make comparisons to derive the best of them.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Généralités sur les systèmes de communication numérique	3
1.1. Introduction	3
1.2. Définition d'un système de communication	4
1.3. Les systèmes de transmission.....	7
1.3.1. Supports de transmission	7
1.3.2. Le multiplexage	10
1.3.2.1. Le multiplexage fréquentiel	10
1.3.2.2. Le multiplexage temporel	11
1.3.3. La transmission en bande de base	13
1.3.4. La transmission en bande transposé	16
1.4. Généralités sur les faisceaux hertziens numériques	17
1.4.1. Structure générale d'un faisceau hertzien numérique	17
1.4.3. Les étages d'un émetteur récepteur hertzien	19
1.5. Conclusion	25
Chapitre 2 : Les modulations numériques	26
2.1. Introduction.....	26
2.2. Définition d'une modulation numérique	26
2.3. Principe de modulation	28
2.3.1. Définition d'une constellation numérique	29
2.3.2. Définition du diagramme d'œil	30
2.3.3. La densité spectrale de puissance DSP du signal modulé	31
2.3.4. Les critères de choix d'une modulation	32
2.4. Modulation par déplacement d'amplitude (ASK)	32

2.5.	Modulation par déplacement de phase (PSK)	36
2.5.1.	La modulation "4-PSK ou QPSK"	38
2.5.2.	Généralisation aux M-PSK	42
2.6.	Modulation par déplacement d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM)	44
2.7.	Conclusion	47
Chapitre 3 : Simulation des résultats et interprétations		48
3.1.	Introduction	48
3.2.	Simulations de la M-ASK	50
3.2.1.	La 4-ASK	50
3.2.2.	La 16-ASK	61
3.2.3.	Interprétations sur la M-ASK	65
3.3.	Simulations de La M-PSK	67
3.3.1.	La 4-PSK	67
3.3.2.	La 16-PSK	72
3.3.3.	Interprétations sur la M-PSK	75
3.4.	Simulations de la M-QAM	77
3.4.1.	La 4-QAM	77
3.4.2.	La 16-QAM	80
3.4.3.	Interprétations sur la M-QAM	84
3.5.	Etude comparatif des différentes modulations	85
3.6.	Conclusion	85
Conclusion générale		86
Références bibliographiques		87

Liste des abréviations

ACARS:	Aircraft Communication Addressing and Reporting System
AFTN:	Aeronautical Fixed Telecommunication Network
AMI:	Alternate Mark Inversion
APP:	Approach Control
ASK:	Amplitude Shift Keying
CA :	Contre d'Amplification
CAN :	Convertisseur Analogique Numérique
CNA :	Convertisseur Numérique Analogique
CCR :	Contre de Contrôle Régional
DPSK:	Differential Shift Keying
DSP :	Densité Spectrale de Puissance
EHF :	Extremely High Frequency
ENNA :	Établissement National de la Navigation Aérienne
ERFC :	ERror Function Complementary
ETTD :	Équipement Terminale de Traitement de Données
FSK:	Frequency Shift Keying
HDB3 :	High Density Bipolar codes 3
MIC :	Modulation à Impulsion Codée
NRZ:	No Return to Zero
NRZI:	No Return to Zero Inverted
OACI :	Organisation de l'Aviation Civile International
PLL:	Phase Locked Loop
PSK :	Phase Shift Keying
QAM :	Quadrature Amplitude Modulation
SAATCA:	Système Algérien Automatisé de Contrôle du Trafic Aérien
SHF:	Super High Frequency
SYRAL:	SYstème Radar Algérien
TRAFCA:	TRaitement Automatique des Fonctions de la Circulation Aérienne
TWP:	ToWer Positions
VCO:	Voltage Controlled Oscillator

Liste des figures

Figure 1.1.	Schéma des principales liaisons de communication du système TRAFCA...	4
Figure 1.2.	Schéma général d'un système de communication numérique.....	5
Figure 1.3.	Un câble à 4 paires torsadées	8
Figure 1.4.	Un câble coaxial	8
Figure 1.5.	Un câble fibre optique	9
Figure 1.6.	Une installation faisceau hertzien (la radio + l'antenne directive)	9
Figure 1.7.	Multiplexage fréquentiel	11
Figure 1.8.	Multiplexage temporel	11
Figure 1.9.	Chronogramme des principaux codages	15
Figure 1.10.	Les densités spectrales des différents codes	15
Figure 1.11.	Exemple de configuration concernant les transmissions téléphoniques	17
Figure 1.12.	Schéma synoptique simplifié d'un émetteur récepteur	18
Figure 1.13.	Schéma d'un mélangeur	21
Figure 1.14.	Schéma d'un amplificateur	21
Figure 1.15.	Principe de réalisation d'un oscillateur local d'émission par multiplication de fréquence	23
Figure 1.16.	Principe de réalisation d'un oscillateur local d'émission utilisant une boucle d'asservissement de phase.....	23
Figure 1.17.	Schéma de principe une PLL	25
Figure 2.1.	Forme générale du modulateur	29
Figure 2.2.	Exemple d'une constellation numérique	30
Figure 2.3.	Diagramme d'œil	31
Figure 2.4.	Densité spectrale de puissance	31
Figure 2.5.	Schéma de constellation des symboles M-ASK	33
Figure 2.6.	Modulation d'amplitude 4-ASK	33
Figure 2.7.	Schéma du modulateur avec une seule porteuse	34
Figure 2.8.	Schéma du démodulateur avec une seule porteuse	35
Figure 2.9.	Schéma de constellation des symboles en M-PSK	38
Figure 2.10.	Chronogramme de la 4-PSK	40
Figure 2.11.	Schéma du modulateur 4-PSK	40
Figure 2.12.	Schéma du démodulateur 4-PSK	41
Figure 2.13.	Schéma du modulateur M-PSK	42

Figure 2.14.	Schéma du démodulateur M-PSK	43
Figure 2.15.	Schéma de constellations 16-QAM et 64-QAM	45
Figure 2.16.	Schéma du modulateur M-QAM	46
Figure 3.1.	Schéma d'un émetteur récepteur faisceau hertzien (ASK)	49
Figure 3.2.	Signal NRZ en bande de base $d(t)$	50
Figure 3.3.	Signal modulé $e(t)$ 4-ASK sur fréquence intermédiaire	51
Figure 3.4.	Signal $e_2(t)$ sur la fréquence du 210MHz avant filtrage	52
Figure 3.5.	Signal $e_3(t)$ transmit sur la fréquence du 210MHz	52
Figure 3.6.	La DSP du signal transmit ASK avec filtrage P. Bande	53
Figure 3.7.	Signal $e_4(t)$ issu du mélangeur de la radio du récepteur	54
Figure 3.8.	Signal $e_5(t)$ issu du filtre passe bas de la partie radio du récepteur	54
Figure 3.9.	Translation du spectre de signal reçu sur fréquence intermédiaire	55
Figure 3.10.	Filtrage du signal pour éliminer la composante haute fréquence et garder celle de la fréquence intermédiaire	55
Figure 3.11.	Signal $s_1(t)$ issu du mélangeur du modulateur	56
Figure 3.12.	Filtrage passe bas pour garder le spectre voulu $S_2(t)$	57
Figure 3.13.	Comparaison du signal démodulé $s_2(t)$ avec le signal corrigé $m_r(t)$	57
Figure 3.14.	Constellation 4-ASK sans bruit	58
Figure 3.15.	Constellation 4-ASK avec bruit $S/B = 16\text{dB}$	58
Figure 3.16.	Constellation 4-ASK avec bruit $S/B = 8\text{dB}$	59
Figure 3.17.	Constellation 4-ASK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	59
Figure 3.18.	Diagramme d'œil 4-ASK sans bruit	59
Figure 3.19.	Diagramme d'œil 4-ASK avec bruit $S/B = 16$	59
Figure 3.20.	Diagramme d'œil 4-ASK avec bruit $S/B = 8$	60
Figure 3.21.	Diagramme d'œil 4-ASK avec bruit $S/B = -2$	60
Figure 3.22.	Diagramme d'œil 4-ASK sans bruit avec mal synchronisation	60
Figure 3.23.	Probabilité d'erreur par symbole de la 4-ASK	61
Figure 3.24.	Signal modulé $e(t)$ 16-ASK sur une fréquence intermédiaire	62
Figure 3.25.	Constellation 16-ASK sans bruit	63
Figure 3.26.	Constellation 16-ASK avec bruit $S/B = 25\text{dB}$	63
Figure 3.27.	Constellation 16-ASK avec bruit $S/B = 10\text{dB}$	63
Figure 3.28.	Constellation 16-ASK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	63
Figure 3.29.	Diagramme d'œil 16-ASK sans bruit	64

Figure 3.30.	Diagramme d'œil 16-ASK avec bruit $S/B = 25\text{dB}$	64
Figure 3.31.	Diagramme d'œil 16-ASK avec bruit $S/B = 10\text{dB}$	64
Figure 3.32.	Diagramme d'œil 16-ASK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	64
Figure 3.33.	Probabilité d'erreur par symbole de la 16-ASK	65
Figure 3.34.	Comparaison entre les probabilités d'erreur P_S de la M-ASK	66
Figure 3.35.	Schéma synoptique d'un modulateur M-PSK	67
Figure 3.36.	Schéma synoptique d'un démodulateur M-PSK	67
Figure 3.37.	Démultiplexage de $d(t)$ sur les deux voies (b) et (c)	68
Figure 3.38.	Signal $e_1(t)$ modulé en phase sur fréquence intermédiaire	68
Figure 3.39.	Signal $e_2(t)$ modulé en quadrature de phase sur fréquence intermédiaire	69
Figure 3.40.	Signal modulé $e(t)$ 4-PSK sur fréquence intermédiaire	69
Figure 3.41.	Constellation 4-PSK sans bruit	70
Figure 3.42.	Constellation 4-PSK avec bruit $S/B = 12\text{dB}$	70
Figure 3.43.	Constellation 4-PSK avec bruit $S/B = 6\text{dB}$	70
Figure 3.44.	Constellation 4-PSK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	70
Figure 3.45.	Diagramme d'œil 4-PSK sans bruit	71
Figure 3.46.	Diagramme d'œil 4-PSK avec bruit $S/B = 12\text{dB}$	71
Figure 3.47.	Diagramme d'œil 4-PSK avec bruit $S/B = 6\text{dB}$	71
Figure 3.48.	Diagramme d'œil 4-PSK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	71
Figure 3.49.	Probabilité d'erreur par symbole de la 4-PSK	72
Figure 3.50.	Constellation 16-PSK sans bruit	73
Figure 3.51.	Constellation 16-PSK avec bruit $S/B = 23\text{dB}$	73
Figure 3.52.	Constellation 16-PSK avec bruit $S/B = 6\text{dB}$	73
Figure 3.53.	Constellation 16-PSK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	73
Figure 3.54.	Diagramme d'œil 16-PSK sans bruit	74
Figure 3.55.	Diagramme d'œil 16-PSK avec bruit $S/B = 23\text{dB}$	74
Figure 3.56.	Diagramme d'œil 16-PSK avec bruit $S/B = 10\text{dB}$	74
Figure 3.57.	Diagramme d'œil 16-PSK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	74
Figure 3.58.	Probabilité d'erreur par symbole de la 16-PSK	75
Figure 3.59.	Comparaison entre les probabilités d'erreur P_S de la M-PSK	76
Figure 3.60.	Schéma synoptique d'un modulateur M-QAM	77
Figure 3.61.	Schéma synoptique d'un démodulateur M-QAM	77
Figure 3.62.	Constellation 4-QSK sans bruit	78

Figure 3.63.	Constellation 4-QAM avec bruit $S/B = 12\text{dB}$	78
Figure 3.64.	Constellation 4-QAM avec bruit $S/B = 8\text{dB}$	78
Figure 3.65.	Constellation 4-QAM avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	78
Figure 3.66.	Diagramme d'œil 4-QAM sans bruit	79
Figure 3.67.	Diagramme d'œil 4-QAM avec bruit $S/B = 12\text{dB}$	79
Figure 3.68.	Diagramme d'œil 4-QAM avec bruit $S/B = 6\text{dB}$	79
Figure 3.69.	Diagramme d'œil 4-QAM avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	79
Figure 3.70.	Probabilité d'erreur par symbole de la 4-QAM	80
Figure 3.71.	Constellation 16-QAM sans bruit	81
Figure 3.72.	Constellation 16-QAM avec bruit $S/B = 18\text{dB}$	81
Figure 3.73.	Constellation 16-QAM avec bruit $S/B = 9\text{dB}$	81
Figure 3.74.	Constellation 16-QAM avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	81
Figure 3.75.	Diagramme d'œil 16-QAM sans bruit	82
Figure 3.76.	Diagramme d'œil 16-QAM avec bruit $S/B = 18\text{dB}$	82
Figure 3.77.	Diagramme d'œil 16-QAM avec bruit $S/B = 9\text{dB}$	82
Figure 3.78.	Diagramme d'œil 16-QAM avec bruit $S/B = -2\text{dB}$	82
Figure 3.79.	Probabilité d'erreur par symbole de la 16-QAM	83
Figure 3.80.	Comparaison entre les probabilités d'erreur P_S de la M-QAM	84
Figure 3.81.	Comparaison des probabilités d'erreur P_S entre 16-ASK 16-PSK 16-QAM .	85

Liste des tableaux

Tableau 1.1.	Les avantages et les inconvénients des différents supports	12
Tableau 2.1.	Les valeurs de l'alphabet selon le nombre de bits n	33
Tableau 2.2.	La relation des symboles avec les bits pairs et impairs pour 4-PSK	39
Tableau 2.3.	Relation entre le débit et efficacité spectrale pour différent M de la PSK	43
Tableau 2.4.	Relation entre le débit et efficacité spectrale pour différent M de la QAM ...	47

Introduction générale

La télécommunication est parmi les grands facteurs qui aident à la naissance d'un domaine qui est devenu très vaste et très importante dans le contrôle et la gestion du trafic aérien. Ce domaine appartient au contrôle de la navigation aérienne, il a commencé par des simples méthodes de communication comme le télégraphe qui utilise le code morse, modulation AM. Avec l'évolution de la télécommunication et l'évolution de la gestion du trafic, les équipements sont devenus très complexes, pour cela de nouveaux types de communication ont été développées afin de permettre de transporter l'information vitale entre les systèmes de navigation et les systèmes du contrôle aérienne avec le maximum de sécurité et fiabilité possible.

En effet plusieurs domaines de recherches et de développements participent dans l'évolution de la télécommunication. Au début, l'ère la plus remarquable et intéressante est l'ère de transition entre les systèmes analogiques aux systèmes numériques.

Le numérique a apporté plusieurs avantages à la télécommunication comme la possibilité de routage, de stockage, de cryptage et d'ajout des codes correcteurs d'erreur, aussi le numérique nous a permis le multiplexage temporel qui a un rôle majeur dans l'augmentation des nombre d'utilisateurs et du débit des différents services d'accès dans le réseau télécom. Cette méthode présente un inconvénient majeur du à l'augmentation des erreurs. Pour minimiser cet inconvénient à un seuil optimale, les méthodes de corrections d'erreurs ne suffisent pas, car la majorité des méthodes utilisent la technique de redondance qui elle même demande une augmentation de débit supplémentaire.

Pour résoudre ce problème les chercheurs se sont penchés à développer de nouvelles techniques de modulation (PSK, FSK, QAM ...) afin de minimiser ce problème de débit et notre travail consiste à faire une étude comparatif des différentes modulations et d'appliquer la meilleur d'entre elle dans la chaine de transmission classique qui existe au niveau du centre CCR.

Pour mettre au point notre étude nous avons divisé notre mémoire entre trois chapitres importants :

- Dans le premier chapitre on présentera des généralités sur les systèmes de communications numériques.
- Dans le deuxième chapitre on donnera les concepts et schémas synoptiques généraux des différentes modulations numériques les plus utilisées (ASK, PSK, QAM) dans les liaisons hertziennes.
- En fin le troisième chapitre sera réservé aux simulations des résultats qui seront accompagnés par des interprétations des différentes modulations utilisées.

Et on terminera par une conclusion générale.

1.1. Introduction

A présent, les systèmes du contrôle aérien utilisent plusieurs types de communications, à titre d'exemple l'établissement algérien de la navigation aérienne (ENNA) est chargé de l'installation et de la maintenance et de l'exploitation de tous les équipements et systèmes de navigations aériennes, ce dernier a comme projet le système algérien de contrôle automatisé qui s'appelle TRAFCA, qui est divisé en deux parties la partie SYRAL représente les Radars et la partie SAATCA représente les systèmes de traitements, ces deux parties sont éloignées. Donc pour les relier il est nécessaire d'utiliser des liaisons de transmission des données entre les 5 radars qui se trouvent respectivement à Alger, Annaba, Oran, El-Oued, El-Bayadh et les équipements de traitement de l'information radar au Centre de Contrôle Régional (CCR) à Alger.

On peut résumer les principaux types de communication utilisés par l'ENNA comme suit [1,2]:

- Les communications téléphoniques générales sols
- Les communications des données avant le traitement entre les RADAR et le CCR après le traitement entre le CCR et les différents centres d'exploitations (APP, TWP).
- Les communications données AFTN, plan de vole. Messagerie OACI, Messagerie Militaire.
- Les communications ACARS.
- Les communications entre les postes de surveillances sols et les aéronefs.

L'ENNA ne dispose pas d'un réseau de télécommunication privé car il dépend de l'entreprise d'Algérie télécom dans toutes les commutations nationales et internationales.

Toutes les sources de données sont multiplexées sur une seule trame pour les transmettre sur une liaison des deux (redondantes) de fibre optique plus une liaison en stand-by de type faisceau hertzien. Ce faisceau hertzien n'est pas en visibilité directe entre le CCR et le centre d'amplification (CA d'Aïssat Idir) à cause d'une montagne qui représente un obstacle. Donc il est nécessaire d'installer un relais au dessus de Kouba. La figure 1.1 montre les principales liaisons de communication de l'ENNA.



Figure 1.1 : Schéma des principales liaisons de communication du système TRAFCA

Donc au début il faut définir un système de communication numérique, de quoi il est constitué principalement, puis voir les systèmes de transmission qui permettent de relier les différentes parties d'un système de communication entre eux, voir les supports de transmission et les équipements de groupement des données.

1.2. Définition d'un système de communication

Un système de communication est chargé de transmettre une information d'une source émettrice vers un récepteur via un canal de transmission. La source et le récepteur peuvent être très proches ou éloignés.

Cependant, tous les systèmes de communication numériques sont représentés par le schéma général de base indiqué par la figure 1.2 :

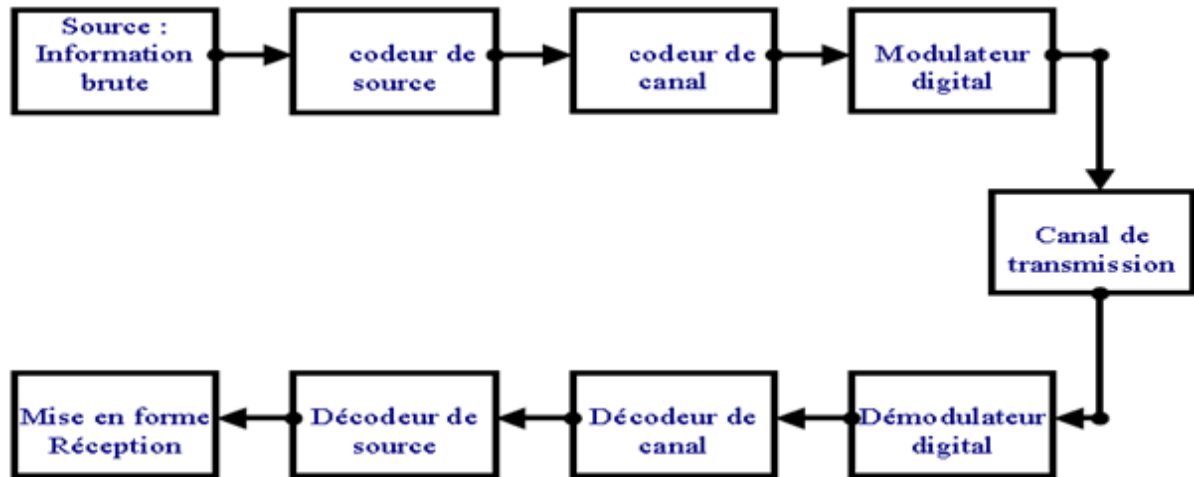


Figure 1.2 : Schéma général d'un système de communication numérique

Description des fonctions des blocs constituant le système de communication :

a. Source :

C'est elle qui fournit le signal. Celui-ci peut être analogique (microphone,...) ou discret (CD, ETTD...). Nous nous intéresserons aux communications numériques, le signal analogique, donc il est discrétisé et converti en binaire (Numérisation). Par des convertisseurs CAN ou en téléphonie on rencontre que les MIC (Modulation impulsion codé) c'est un convertisseur CAN.

La source fournit un message qui est une séquence de bits.

b. Codeur de source :

Le signal issu de la source ne peut être transmis sur les supports de transmission car sa fréquence est très faible donc le codeur a comme rôle :

- coder signal source par un signal de forme rectangulaire souvent une impulsion. On voit en détail les différents types de codage les plus utilisés par la suite.
- présenter le message sur un minimum de bits (compression de données) qui permettra la transmission maximum d'informations utiles.

Source → codeur de source → message.

c. Codeur de canal :

Il doit structurer le message pour permettre au récepteur de pallier aux erreurs de transmission. Cette modification du message génère un mot de code qui est une séquence de bits plus longue que celle du message. Cela peut se faire par simple adjonction de bits

redondants mais aussi par des méthodes de codage et de cryptage plus élaborées. Ou bien par demande de retransmission dans les liaisons full duplex.

Message \rightarrow codeur de canal \rightarrow mot de code.

d. Modulateur :

Le mot de code généré est une succession de "0" et de "1". Afin de transmettre l'information il est nécessaire de les transformer en un signal physique adapté au canal de transmission. Chaque signal élémentaire est appelé une forme d'onde.

Plutôt que de transmettre le code bit par bit, il est possible de le transmettre par paquets de n bits. Nous aurons donc $M = 2^n$ paquets possibles ce qui nécessite M formes d'ondes $s_i(t)$ différentes. En généralisant l'expression pour M formes d'ondes: modulation de type M-aire.

Mot de code \rightarrow modulateur \rightarrow ondes $s_i(t)$.

e. Canal de transmission :

C'est l'élément physique par lequel les informations de la source seront transmises au récepteur. Selon la nature du canal, les signaux sont de nature différente :

- Atmosphère : ondes électromagnétiques ou ondes Hertziennes.
- Câble coaxial, paire torsadée : signaux électriques (tensions, courants).
- Fibre optique : ondes électromagnétiques optiques (lumière visible, infra-rouge,...).

Quelque soit le canal utilisé, ils ont tous un point commun : ils perturbent le signal en lui ajoutant du bruit qui peut rendre le message plus ou moins compréhensible par le récepteur.

La transmission de l'information a deux impératifs contradictoires :

- Transmettre le plus vite possible le maximum d'information.
- Eviter les erreurs de transmission.

f. Démodulateur :

Rôle inverse de celui du modulateur, il reçoit les ondes éventuellement perturbées et les transforme en paquets de bits pour reconstituer le code sur lequel peut se trouver des erreurs de transmission. Ondes $s_i(t) \rightarrow$ démodulateur \rightarrow mot de code.

g. Décodeur de canal :

Grâce au codage il peut soit détecter une erreur de transmission et dans ce cas éventuellement réinterroger l'émetteur mais certains codages permettent dans une certaine mesure de détecter et de corriger les erreurs de transmission. En général les codes

correcteurs ne peuvent pas tout corriger sinon ils demanderaient trop de bits redondants, ils se contentent de corriger les erreurs les plus probables. Mot de code → décodeur → message.

h. Décodeur de source :

Ayant la séquence binaire ou message associée à l'information, ce décodeur doit reconstituer l'information qui a été transmise par la source.

1.3. Les systèmes de transmission

Les systèmes de transmission comprennent essentiellement les supports de transmission (les lignes de transmission) et les équipements de groupement des signaux à transmettre, ce groupement est appelé multiplexage [3].

1.3.1. Supports de transmission

Nous appelons "Supports de transmission" tous les moyens par lesquels on peut conduire un signal de son lieu de production à sa destination sans déperdition, dispersion ou distorsions.

Ces lignes de transmission peuvent être de nature très diverse (câbles, liaisons hertziennes, liaisons par satellites).

Actuellement, pour les liaisons entre stations fixes de télécommunications, on peut classer les supports de transmission en cinq grandes catégories techniques.

- Des supports avec guide physique :
 - a- Les câbles à paires symétriques (paire torsadée).
 - b- Les câbles coaxiaux.
 - c- Les fibres optiques
- Des supports sans guide physique :
 - d- Les faisceaux hertziens
 - e- Les satellites artificiels

a. Les câbles à paires symétriques (paire torsadée)

Il s'agit de lignes bifilaires enroulées en hélice l'un autour de l'autre pour maintenir précisément la distance entre les fils et de diminuer la diaphonie, ces lignes sont groupées à l'intérieur de câbles, dont la capacité varie en fonction du nombre d'abonnés à raccorder ou du trafic à écouler. Ces types de câbles sont utilisés essentiellement dans les réseaux locaux, soit pour le raccordement des abonnés à leur centre de rattachement, soit pour des

liaisons inter centraux, urbaines ou rurales. En général, les câbles à paires symétriques sont utilisés pour la transmission de signaux à faible ou moyenne largeur de bande (téléphone, télex, transmissions de données à moyen débit), mais on peut aussi les utiliser pour des transmissions de signaux à plus large bande (vidéo) sur de courtes distances. la figure 1.3 montre un câble à 4 paires torsadées. Les avantages et les inconvénients de ce types de supports sont résumés dans le tableau 1.1.



Figure 1.3 : Un câble à 4 paires torsadées

b. Les câbles coaxiaux

Ils ont régné pendant longtemps sur le domaine des liaisons terrestres à grande distance et des liaisons intercontinentales par câbles sous-marins. Ils sont utilisés aussi pour des « réseaux locaux à large bande », réseaux de télévision par câble.

Un câble coaxial est constitué d'une âme en cuivre séparée d'une tresse épaisse couche d'isolant. En englobant l'âme, la tresse joue le rôle d'une cage de faraday, atténuant grandement les interférences extérieures. La figure 1.4 montre la constitution d'un câble coaxial.

Par rapport à une paire torsadée, le câble présente un meilleur rapport signal/bruit, ce qui l'autorise à être utilisé pour des connexions réseau à plus fort débit ou à des portées plus importantes.

D'autres avantages et inconvénients sont résumés dans le tableau 1.1.

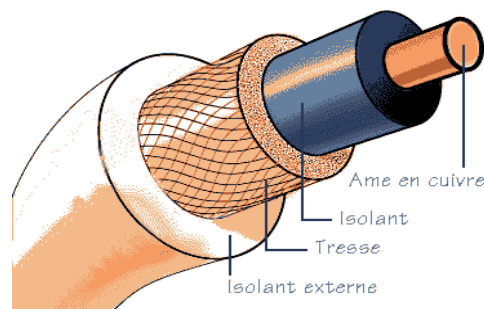


Figure 1.4 : Un câble coaxial

c. Les fibres optiques

Le dernier en date des grands supports de transmission est le câble à fibres optiques : les premières liaisons expérimentales remontent à 1977. Elles ont connu un développement fulgurant dans le domaine des liaisons intercontinentales par câbles sous-marins que pour les liaisons terrestres à grande distance, où elles remplacent progressivement les liaisons par câbles coaxiaux et par faisceaux hertziens. En ce qui concerne les réseaux locaux à faible ou à large bande (téléphone, télévision) l'introduction des liaisons par fibres optiques est plus lente, essentiellement pour des raisons de coût, mais ça n'empêche pas qu'ils finiront par s'imposer, notamment, pour la construction de réseaux locaux multiservices ou multimédias.

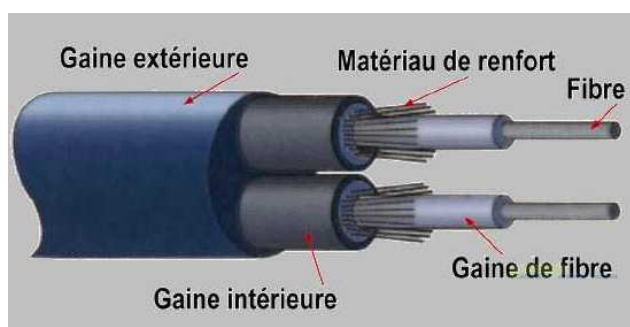


Figure 1.5 : Un câble fibre optique

d. Les faisceaux hertziens

Les faisceaux hertziens sont d'utilisation plus récente que les câbles coaxiaux. Ces derniers sont apparus à la fin des années 1930, alors que les faisceaux hertziens n'ont commencé à se développer qu'à la fin des années 1940. Ils ont joué un grand rôle, tant dans le domaine des liaisons à grande distance, en concurrence avec les câbles coaxiaux, que dans celui des liaisons régionales à moyenne distance. On développera ce type de support en détail ci-après car c'est le sujet dont on développe.



Figure 1.6 : Une installation faisceau hertzien (la radio + l'antenne directive)

Les avantages et les inconvénients de ce type de support sont résumés dans le tableau 1.1.

e. Les satellites artificiels

L'ère des télécommunications par satellites artificiels a commencé en 1962. Les satellites artificiels ont révolutionné non seulement les télécommunications intercontinentales (possibilité de transmission simultanée de voies téléphoniques et de canaux de télévision) mais aussi, la météorologie, la navigation, la télédétection et la télésurveillance à objectifs civils ou militaires. D'autre part, l'apparition de satellites de diffusion directe de télévision apporte encore une dimension supplémentaire aux satellites de télécommunications, Le domaine de prédilection des satellites de télécommunications est, bien entendu, celui des liaisons à très grande distance, intercontinentales d'abord, puis continentales et mêmes nationales.

1.3.2. Le Multiplexage

Le multiplexage est une technique qui consiste à faire passer deux ou plusieurs signaux à travers un seul support de transmission. Elle permet de partager une même ressource entre plusieurs utilisateurs. Il existe deux techniques principales de multiplexage : fréquentielle et temporelle.

1.3.2.1. Le Multiplexage fréquentiel

C'est l'une des techniques les plus anciennes. Elle est utilisée en radio où les différentes stations utilisent des fréquences porteuses différentes. Elle a été aussi utilisée dans les années avant en téléphonie fixe analogique.

La technique de multiplexage en fréquence consiste à partager la bande de fréquence du support de transmission en différents canaux caractérisés par des fréquences différentes.

Chaque utilisateur est attribué à un canal c'est à dire une fréquence sur laquelle il peut émettre en continu c'est à dire sans contrainte temporelle. La figure 1.7 montre comment une bande passante d'un support elle est partagée par plusieurs utilisateurs.

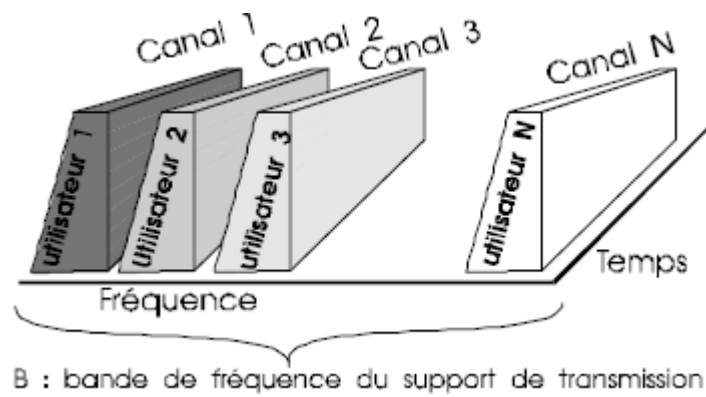


Figure 1.7 Multiplexage fréquentiel

1.3.2.2. Le Multiplexage temporel

Les utilisateurs se partagent le canal en temps. Le temps est découpé en intervalles de longueur fixes appelés IT (Intervalles de temps). Périodiquement, chaque utilisateur peut émettre une partie de son message. Pour émettre la suite de son message chaque utilisateur doit attendre une période afin que l'intervalle de temps qui lui a été attribué soit à nouveau disponible. L'émetteur n'émet donc pas en continu, mais les messages sont compressés et insérés dans l'IT alloué. La figure 1.8 montre le partage d'un support par plusieurs utilisateurs.

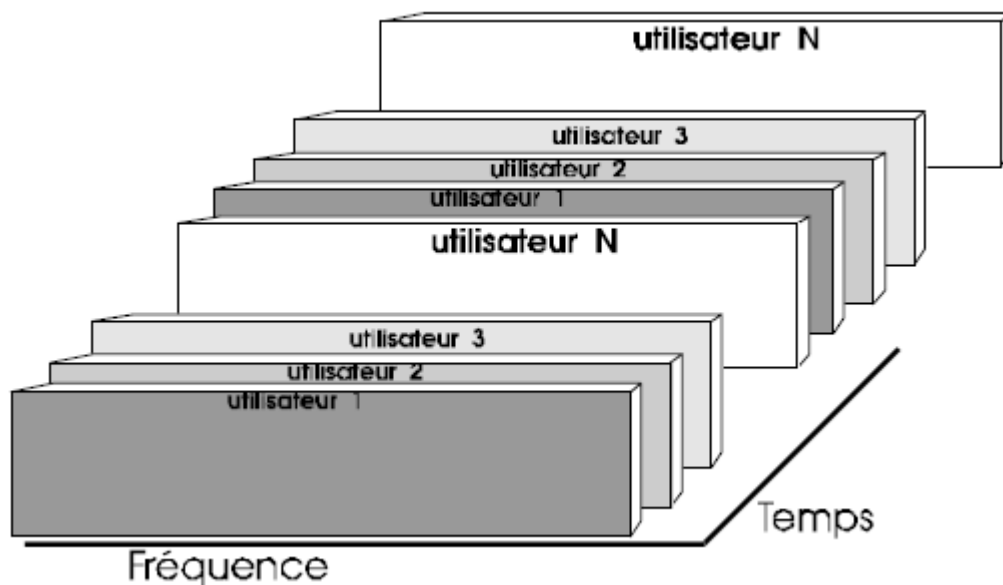


Figure 1.8 Multiplexage temporel

	Avantages	Inconvénients
Paire torsadée	<ul style="list-style-type: none"> -Un Coût faible. -Une Capacité de transmission de l'ordre du Mbit/s. -Un circuit de type pair téléphonique largement implantée dans les bâtiments, même anciens. 	<ul style="list-style-type: none"> -Elle couvre de faibles distances à cause de l'affaiblissement important. -Elle est sensible aux perturbations.
Câble coaxial	<ul style="list-style-type: none"> -Une bande passante large. Supporte des débit de l'ordre de 100 Mbit/s. -Une protection par blindage contre les parasites et la diaphonie. -Un Affaiblissement moindre que la paire de fils, donc distance accrue entre les répéteurs. 	<ul style="list-style-type: none"> -Un coût variable suivant la qualité du câble. -Il ne peut pas assurer d'isolation galvanique entre deux bâtiments (il relie par son blindage leur terre, ce qui est contraire aux normes).
Fibre optique	<ul style="list-style-type: none"> -Il supporte des débits de l'ordre du Gbit/s. -Il est complètement insensible aux perturbations de type électromagnétique et à la diaphonie. -Il réalise l'isolation électrique totale entre les deux extrémités. -Il crée peu d'affaiblissement. -Il est un support léger et peu encombrant. 	<ul style="list-style-type: none"> -Le coût de la fibre est moyen, mais le coût des interfaces optoélectroniques reste encore élevé. -La mise en œuvre est encore délicate pour les dérivations.
Faisceaux hertziens	<ul style="list-style-type: none"> -Il propose des débits élevés : 140 Mbit/s. -Il permet d'atteindre des lieux difficiles d'accès. -Il réalise une émission d'une station à une autre très directive. 	<ul style="list-style-type: none"> -Les stations doivent être en visibilité directe. -La portée entre deux stations limitée à 50 km environ.
Satellite	<ul style="list-style-type: none"> -Débits jusqu'à 2 Mbit/s. -Diffusion des résultats vers plusieurs points en même temps. Offre multiservice : voix, données, image, audio et visioconférence, TV. 	<ul style="list-style-type: none"> -Coût de réalisation élevé. -Temps de transmission plus long.

Tableau 1.1 : Les avantages et les inconvénients des différents supports

1.3.3. TRANSMISSION EN BANDE DE BASE

Lorsque la longueur de la liaison ne dépasse pas quelques centaines de mètres, les informations peuvent être transmises sur les supports de transmissions sans transformation du signal numérique en signal analogique.

Ce type de transmission (signal d'origine en digitale) se fait sans transposition de fréquence par l'intermédiaire de modulation.

La transmission en bande de base est utilisée principalement dans les réseaux locaux et permet d'obtenir des circuits de données à grand débit et à faible portée.

Le signal binaire pur issu de la source n'est généralement pas transmis directement sur la ligne et passe par différents codages numérique et cela pour différentes raisons [4]:

- La récupération de l'horloge nécessaire en transmission synchrone est facilitée par des séquences qui présentent des changements d'état fréquents et évitent ainsi les longues suites de 1 ou de 0.
- Le spectre d'un signal binaire est concentré sur les fréquences basses qui sont les plus affaiblies sur la ligne.
- Les perturbations subies par un signal sont Proportionnelles au largeur de sa bande de fréquence, les codages en bande de base vont donc essentiellement avoir pour rôle de diminuer la largeur de bande du signal binaire et de transposer celle-ci vers des fréquences plus élevées.

Bande de fréquence : Ensemble de fréquences comprises entre deux limites

Bande passante B: intervalle de fréquences dans lequel un système mécanique laisse passer un signal sans distorsion notable. Dans le cas d'une transmission, plus la bande passante est large plus la quantité d'informations qui peut être véhiculée est importante.

Les Principaux codages : Les chronogrammes de codage sont représentés sur la figure 1.9

a. Code NRZ : No Return to Zero

Si T est la durée d'un bit, le signal reste dans le même état pendant toute la durée T . Par suite, si plusieurs bits consécutifs sont dans le même état (par exemple n bits à 1) le signal transmis sera constant et égal à 1 pendant n période T d'horloge. L'avantage d'un tel système est la simplicité, l'inconvénient est le risque de perte de synchronisation, car rien n'indique s'il s'agit d'un seul bit de valeur 1 ou de plusieurs bits de valeur 1. La seule façon pour interpréter correctement ce signal est de disposer d'une horloge locale réglée sur la fréquence d'arrivée des bits.

- *Le code NRZ Unipolaire* est la représentation la plus simple il affecte à chaque signal binaire 1 une impulsion de tension $+V$ et une tension nulle si le signal binaire est 0. Dans le cas d'une longue suite de 1 la valeur moyenne du signal n'est plus nulle ce qui peut produire des erreurs.
- *Le code NRZ Bipolaire* il le même que unipolaire sauf il affecte une impulsion de tension $-V$ au signal binaire 0. Pour maintenir une valeur moyenne nulle.
- *Le code NRZI (no return to zero inverted)* présente les mêmes caractéristiques mais pour éviter les successions de 1, le signal reste dans les mêmes états pour coder un 0 et change d'état pour coder un 1.

b. Code biphase ou Manchester

Une opération XOR est réalisée entre l'horloge et les données, d'où une transition systématique au milieu de chaque bit du signal binaire

c. Code biphase différentiel ou Manchester différentiel

Une transition systématique est réalisée au milieu de chaque bit, pas de transition pour coder un bit à 1, une transition pour coder un bit à 0.

d. Code bipolaire (AMI)

Du signal binaire on produit le signal bipolaire alternant AMI (Alternate Mark Inversion). Les valeurs "1" du code binaire sont représentées alternativement par des impulsions de tension positive et négative et les valeurs binaires "0" par la tension 0.

Il s'agit donc d'un mode anti polaire et ternaire ($m=3$), dans ce sens que chaque moment peut prendre trois valeurs : $a_k = -1, 0, +1$. Toutefois la loi séquentielle d'alternance de polarité interdit que deux moments successifs aient le même signe ($+1 +1$ ou $-1 -1$).

e. Code HDB (bipolaires haute densité ou high density bipolar codes)

Constituent une variante du code bipolaire de type RZ destinée à limiter le nombre de zéros successif. Dans le cas de code bipolaire, une longue suite de zéros se traduit par une tension quasi nulle sans aucune transition, ce qui peut provoquer une perte de synchronisation du récepteur. Le code HDBn autorise au plus n intervalles de temps consécutifs sans impulsion. Le code HDB₃ est très utilisé dans les réseaux téléphoniques numériques. Dans le code HDB₃, l'émetteur remplace toutes les séquences de 4 zéros successifs par une autre séquence de la forme B00V, dans laquelle le quatrième zéro "V" est forcé à avoir la même polarité que le bit à "1" immédiatement précédent. Il y a donc violation de l'alternance des polarités. (Bit de viol). B respecte l'alternance des polarités, c'est à dire qu'il aura le signe opposé à la dernière impulsion.

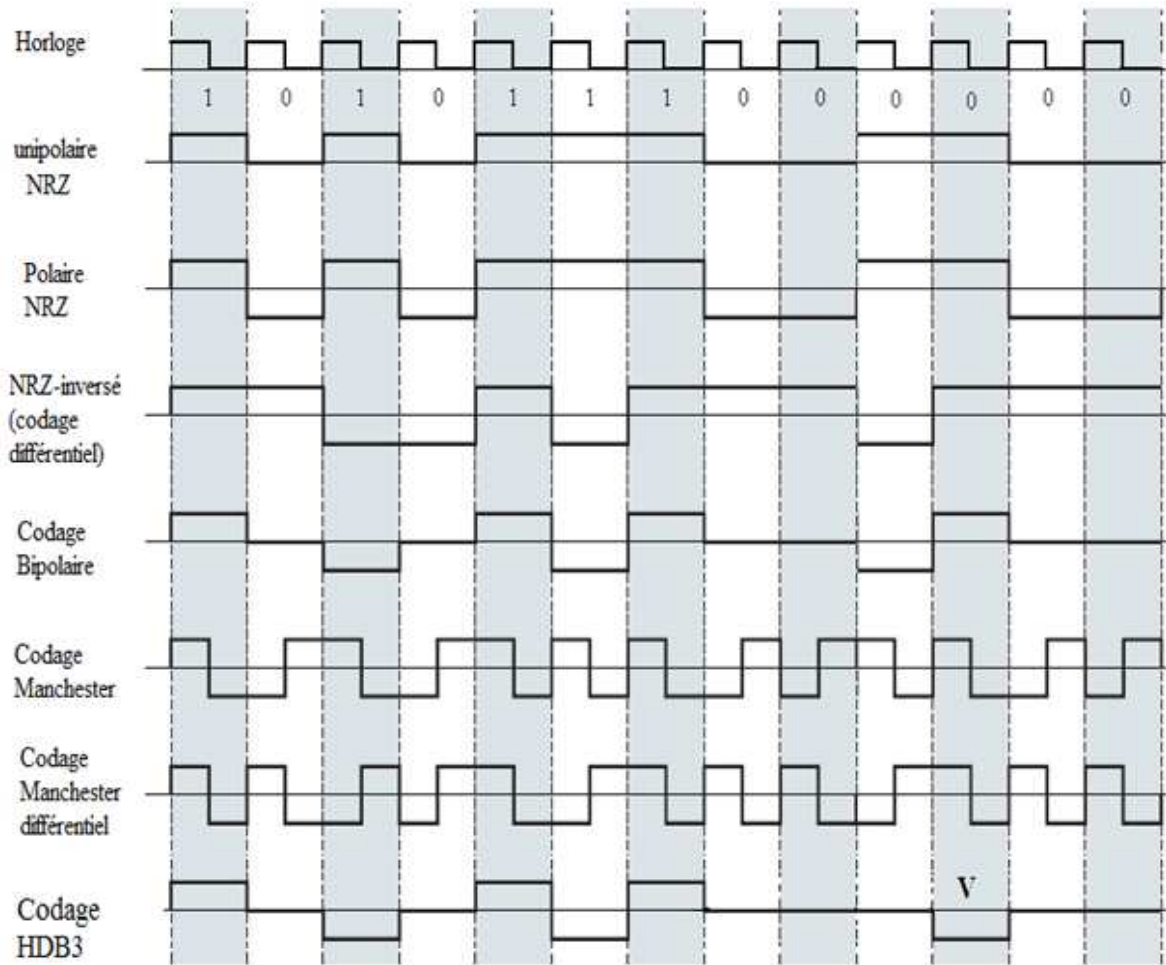


Figure 1.9 : Chronogramme des principaux codages

La figure 1.10 donne l'allure des spectres en puissance des différents codes.

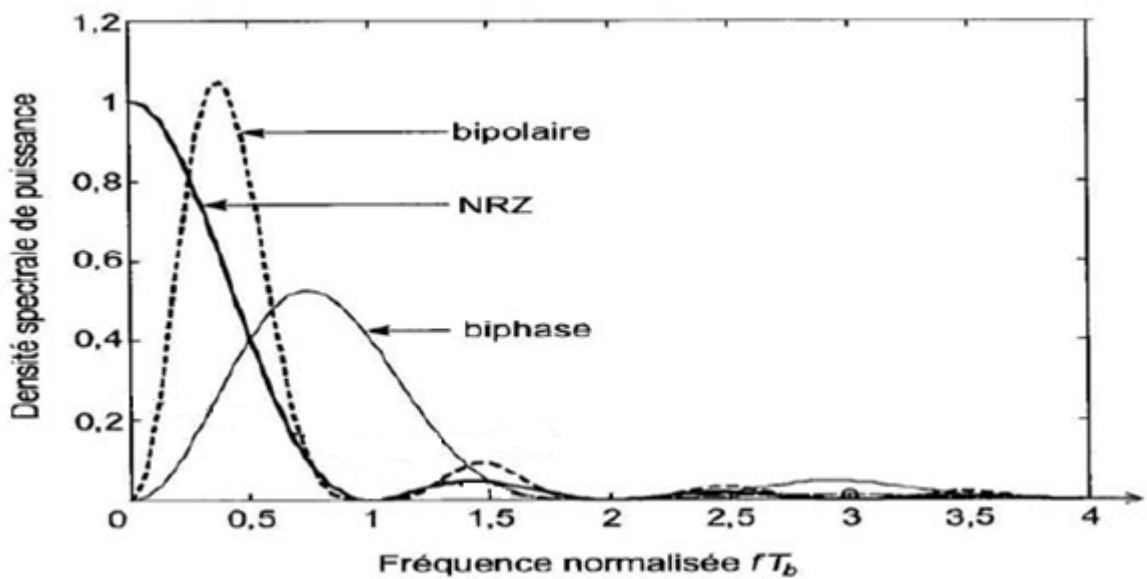


Figure 1.10 : Les densités spectrales des différents codes

Dans la figure l'axe de fréquence est normalisé donc 1.5 est l'équivalent de $1.5 f_0$ ou f_0 représente la fréquence de l'horloge.

1.3.4. Transmission en bande transposée

Lorsque la longueur de la liaison dépasse les centaines de mètres, les informations peuvent être transmises sur les supports de liaison mais avec transformation du signal numérique en signal analogique.

Ce type de transmission avec transposition de fréquence par modulation est appelé transmission en bande transposée.

La transmission par modulation rencontré principalement dans les réseaux à grande portée.

Selon le support utilisé on doit choisir le modulateur adéquat, car le milieu de propagation est différent et la nature du signal propagé est aussi différente. Comme les fils métalliques on a le milieu cuivre, le signal de nature électrique. Ou comme fibre optique, le milieu est verre, le signal est de nature onde chromatique.

Or dans notre étude on base sur les faisceaux hertziens. Car on ne peut pas satisfaire de ses services même si maintenant on l'utilise dans les lieux moins urbains ou ruraux sinon il est souvent utilisé comme une liaison de sécurité en stand by, et Malgré qu'on a vu avons que la fibre optique est le meilleur support de transmission qu'il a toujours tendance à s'imposer dans le marché.

Donc le milieu du faisceau hertzien est l'aire et la propagation est par onde électromagnétique.

Au début on schématise les blocs constituant l'émetteur et le récepteur avec une étude approfondie de chaque bloc. Dans le sous titre suivant.

1.4. Généralités sur les faisceaux hertziens numériques

Le faisceau hertzien est un système de transmission radioélectrique comportant, en général, des stations relais intermédiaires entre le point de départ du signal et le point d'arrivée. Les stations successives peuvent être soit en visibilité directe, soit au-delà de l'horizon (liaisons transhorizon). Les faisceaux hertziens transhorizon utilisent la diffusion des ondes électromagnétiques dans la troposphère alors que nous n'allons nous intéresser qu'aux faisceaux hertziens en visibilité directe, supposent un trajet entre antennes d'émission et de réception suffisamment dégagé de tout obstacle. Ces faisceaux fonctionnent sur fréquences supérieures à 1GHz. La figure 1.11 montre un exemple de configuration rencontrée en pratique.

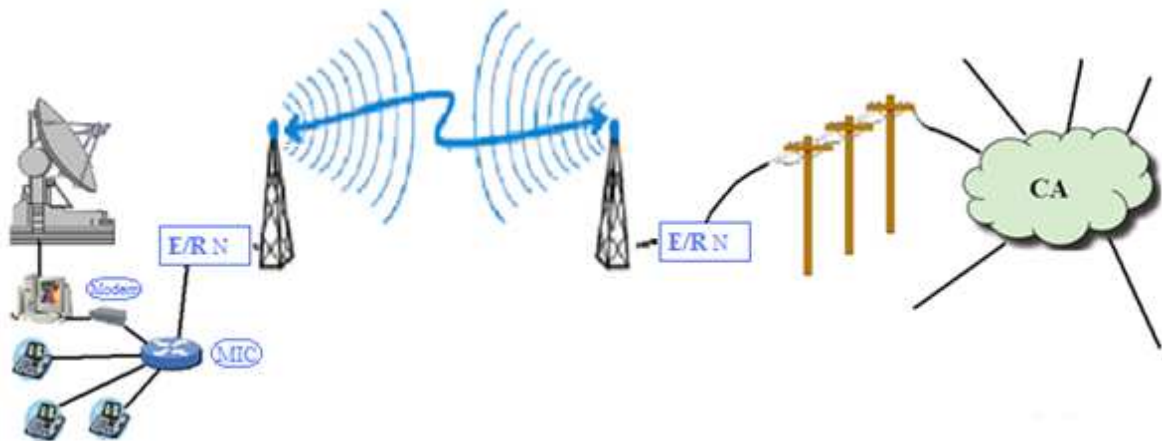


Figure 1.11 : Exemple de configuration concernant les transmissions téléphoniques

1.4.1. Structure générales d'un émetteur récepteur hertzien numérique

L'émetteur récepteur hertzien utilise des liaisons de transmission bilatérale, les deux sens de transmissions utilisent, en général, les mêmes antennes lesquelles fonctionnent à la fois en émission et en réception. Donc la partie radio du faisceau hertzien se divise en deux parties la première partie est l'émetteur, la seconde est le récepteur [5]. Le schéma synoptique émetteur-récepteur faisceau hertzien est représenté dans la figure 1.12.

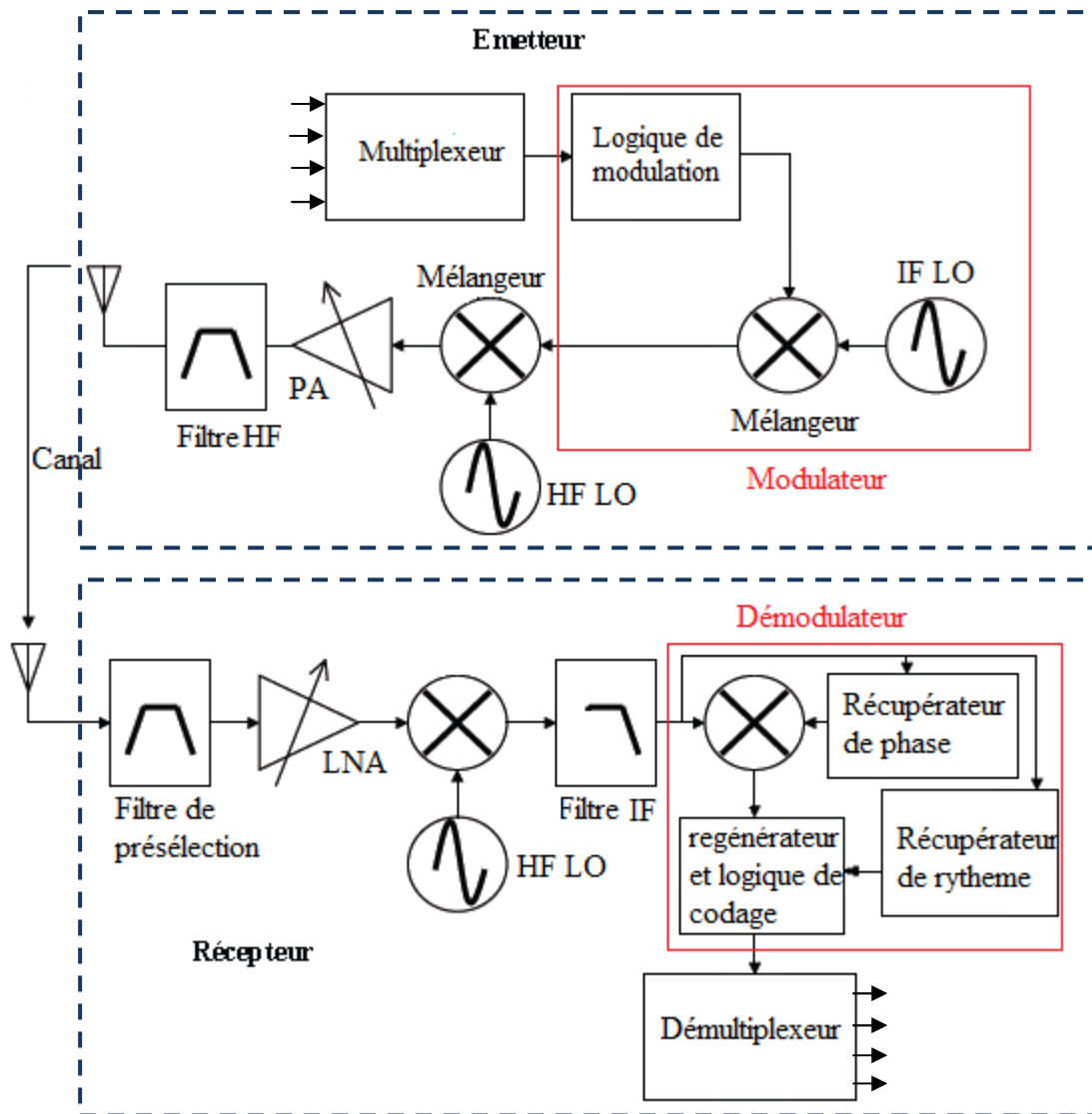


Figure 1.12 : Schéma synoptique simplifié d'un émetteur-récepteur

L'émetteur : son rôle est la génération du signal à émettre. il reçoit le signal Multiplexé qui comprend plusieurs trames venus des voies différentes, en suit il code adéquatement ce signal car le signal est déjà codé donc il fait la conversion (généralement en communication on utilise plusieurs types de codages le plus récent le HDB₃, donc quelque soit le codage du signal reçu il faut qu'il soit converti en codage NRZ) cela pour qu'il puisse le moduler sur une fréquence intermédiaire, l'étude des modulations et démodulations est détaillé dans le chapitre 2. Ensuite il fait la transposition du signal modulé sur la fréquence haute fréquence de l'émission (SHF ou EHF). OR si on veut que le signal modulé puisse se propager dans l'aire jusqu'à le récepteur sans atténuation et sans évanouissement dans le bruit, il est nécessaire de l'amplifier avant de l'envoyer à l'antenne. Le schéma synoptique de l'émetteur peut se résumer comme celui de la Fig1.12.

Remarque

Tous les faisceaux hertziens émettent sur des fréquences de l'ordre du GHz, pour cela on entend « l'émetteur superhétérodyne » c'est-à-dire l'émetteur dispose plusieurs oscillateurs locaux donc en générale on trouve deux opérations qui représentent respectivement la modulation à une fréquence intermédiaire et la transposition du signal à une fréquence d'émission de l'ordre de SHF ou EHF.

Le récepteur : il fait les opérations inverses de l'émetteur, il reçoit le signal modulé en haute fréquence, très faible, envoyé sur le canal bruité. Donc il est nécessaire d'amplifier ce signal porteur de l'information sans amplification importante du bruit, cette opération est réalisée par un amplificateur très sensible qui s'appelle amplificateur à faible bruit. En suite la transposition sur une fréquence intermédiaire, démodulation et régénération du signal envoyé. Or par rapport à l'émission on a deux opérations difficiles en réception qui sont la récupération de la porteuse et la récupération du rythme, ces opérations sont réalisées par plusieurs méthodes, la plus pratique c'est la boucle à verrouillage de phase (**PLL Phase Locked Loop**). Le schéma synoptique du récepteur est représenté sur la figure 1.12.

1.4.2. Les étages d'un émetteur récepteur hertzien.

Les émetteurs et les récepteurs du faisceau hertzien sont constitués par des blocs indispensables sont :

- a. Les antennes.
- b. Les filtres (bas, bande).
- c. Les amplificateurs.
- d. Les mélangeurs.
- e. Les oscillateurs locaux et les boucles PLL.

a. Les antennes

D'une façon générale, une antenne peut être définie comme la partie d'une installation émettrice ou réceptrice d'ondes radioélectrique qui assure le couplage entre cette installation et l'espace où se propagent les ondes radioélectriques utilisées. Lorsque

l'émetteur ou le récepteur est relié à l'antenne pas une ligne de transmission, l'antenne peut aussi être considérée comme un dispositif qui permet de passer d'un régime d'onde libre à un régime d'ondes guidées ou inversement. Son fonctionnement est basé sur le fait que les équations de Maxwell imposent des relations entre les courants sur les conducteurs et les champs dans l'espace extérieur aux conducteurs.

Les paramètres caractérisant une antenne : quelle que soit la façon dont est réalisée une antenne, on peut caractériser celle-ci par un certain nombre de grandeurs électriques ou radioélectriques, et en particulier les suivantes :

- Polarisation d'une antenne.
- Surface caractéristique et diagramme de rayonnement.
- Directivité d'une antenne.
- Gain d'une antenne.
- Température de bruit d'une antenne de réception.

b. Les filtres.

Il peut servir à sélectionner une bande de fréquence spécifique et atténuer les fréquences indésirables en dehors de la bande. On parle de filtres passe-bas, passe-haut ou passe-bande suivant les fréquences que l'on veut conserver.

Il peut aussi servir à modeler la forme d'un signal (chaîne de bits par exemple) dans le but de réduire la bande de fréquence occupée. En effet, toute transition rapide dans un signal, que ce soit en amplitude, en phase ou en fréquence requiert une large bande de fréquence. Le filtrage sert à adoucir ces transitions. Se faisant, il permet de réduire l'interférence avec les canaux adjacents. Cependant, le filtrage nécessite plus de puissance pour transmettre le signal, complexifie les systèmes de communication et peut engendrer de l'interférence entre les symboles (ISI). Les principaux types de filtres sont : gaussiens, cosinus redressé, cosinus redressé à racine carrée.

Leur implémentation peut être analogique ou numérique suivant leur fonction et leur place dans le système.

c. Les mélangeurs.

Un mélangeur effectue une translation fréquentielle en multipliant deux signaux, l'un constituant le signal à traduire (de fréquence supposée ici fondamentale f_E), et l'autre provenant d'un oscillateur local (de fréquence f_{LO}). Sa sortie est à une fréquence f_S (Figure 1.13). La multiplication des signaux produit généralement 2 fréquences : l'une dont la fréquence est la somme f_E+f_{LO} , l'autre dont la fréquence est la différence $|f_E-f_{LO}|$.

Généralement on garde qu'une seule fréquence et cela en utilisant un filtre passe-haut pour ne conserver que la fréquence à f_E+f_{LO} , soit un filtre passe-bas, pour garder la fréquence $|f_E - f_{LO}|$.

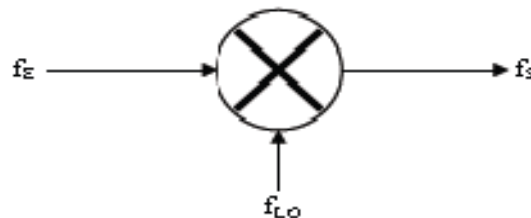


Figure 1.13 : schéma d'un mélangeur

d. Les amplificateurs.

On distingue principalement l'amplificateur à faible bruit (LNA), qui consiste à augmenter l'amplitude d'un signal très faible en minimisant l'addition de bruit, de l'amplificateur de puissance (PA), qui consiste à en augmenter la puissance.

Cet organe augmente la puissance du signal.

Le choix du type d'amplificateur à utiliser dépendra du niveau de puissance que l'on cherche et de la fréquence utilisée.

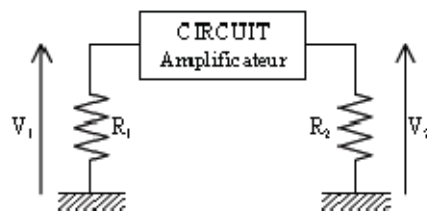


Figure 1.14 : schéma d'un amplificateur

Si l'on modélise un circuit amplificateur comme sur la figure 1.14, on définit :

- Le gain en tension : $G_v = \left| \frac{V_2}{V_1} \right|$
- Le gain en puissance : $G_P = \frac{V_2^2/R_2}{V_1^2/R_1} = G_v^2 \cdot \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$

Il existe de nombreuses autres grandeurs permettant de caractériser son fonctionnement. Des classes (A, B, C) définissent les différents types d'amplificateurs.

Un des problèmes-clés des amplificateurs est la distorsion non linéaire qui engendre une déformation du signal ce phénomène va générer des composantes indésirables en dehors de la bande de fréquence cible.

e. Les oscillateurs locaux et les boucles PLL.

➤ Les oscillateurs locaux

Ces organes fournissent des fréquences uniques. Celles-ci doivent être très pures car la fréquence de l'oscillateur se retrouve mélangée avec le signal émis et reçu. Elle doit en plus être très stable dans le temps puisque sa stabilité fixe en grande partie celle de l'émetteur ou du récepteur.

Il existe trois grandes catégories d'oscillateurs :

- Les oscillateurs à multiplicateurs.
- Les oscillateurs à boucle d'asservissement de phase.
- Les oscillateurs libres.
- **Oscillateurs à multiplicateurs**

Dans les oscillateurs à multiplicateurs, la fréquence de base est engendrée par un oscillateur à quartz, puis une série de multiplicateurs et d'amplificateurs transposent cette fréquence jusqu'à la valeur f_0 désirée. La multiplication est réalisée en plusieurs étapes par les éléments non linéaires (diodes) qui produisent les harmoniques de la fréquence incidente. La figure 1.15 montre un exemple d'oscillateur qui fournit une fréquence de 5.9GHz.

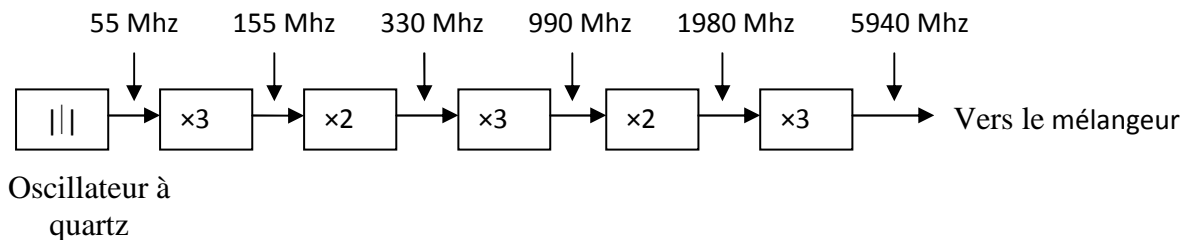


Figure 1.15: Principe de réalisation d'un oscillateur local d'émission par multiplication de fréquence

- Oscillateurs à boucle d'asservissement de phase

Un oscillateur hyperfréquence réalisé à partir d'une cavité électromagnétique dans laquelle sont insérés une diode vari cap et un amplificateur constitue le circuit de base. Cet oscillateur fonctionne, en générale et pour des raisons pratiques, à une fréquence qui correspond à un sous multiple de la fréquence recherchée (2,4 ou 6 fois moins élevées), la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur local d'émission étant obtenue par multiplication de la fréquence de sortie de l'oscillateur.

Après division de la fréquence issue de l'oscillateur, on réalise un asservissement de phase par une boucle d'asservissement de phase fonctionnant avec une fréquence de référence de l'ordre de centaine de Mhz. La figure 1.16 indique le principe de réalisation d'un tel oscillateur.

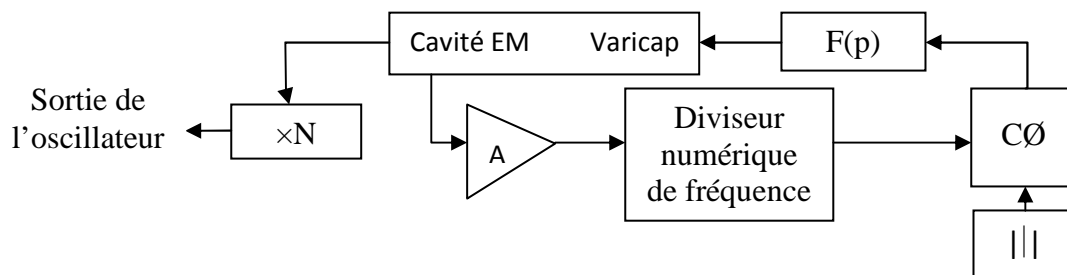


Figure : 1.16 Principe de réalisation d'un oscillateur local d'émission utilisant une boucle d'asservissement de phase

- Oscillateurs libres ou oscillateurs directs

Des techniques récentes ont conduit à possibilité de réaliser des oscillateurs directs en hyperfréquence ayant une stabilité élevée sans asservissement. Ces technologies utilisent des ondes de surfaces ou des résonateurs diélectriques.

- Oscillateurs à onde de surface

Ces dispositifs utilisent le principe de la propagation d'une vibration mécanique à la surface d'un substrat piézoélectrique. Ils possèdent la stabilité en fréquence du substrat utilisé et notamment du quartz lorsque ce matériau est employé. La stabilité dépend de la coupe mécanique utilisée.

La limite actuelle de cette technologie situe la gamme de fonctionnement vers 2 GHz, les fréquences plus élevées étant obtenues par multiplication de la fréquence issue de cet oscillateur.

- Oscillateurs à résonateur diélectrique

Cette technologie qui utilise le couplage électromagnétique entre une ligne et une céramique jouant le rôle de résonateur permet d'atteindre des fréquences d'oscillation de quelques dizaines de gigahertz.

La difficulté de l'utilisation de ce dispositif réside dans le calage en fréquence et dans la stabilité de fréquence lorsque la température varie. Mais l'évolution technologique semble démontrer de réelles possibilités d'amélioration de cette stabilité ce qui permettrait l'usage de tels oscillateurs dans les techniques de faisceaux hertziens.

➤ Les boucles à verrouillages de phase ou PLL

Les boucles PLL sont des circuits intégrés très utilisés en électronique. Il s'agit d'un asservissement de phase dont le rôle est l'asservissement de la phase de l'oscillateur local contrôlé en tension (VCO) du circuit de démodulation à la phase du signal entrant est une condition nécessaire pour le bon fonctionnement du circuit de démodulation. Le fonctionnement du circuit constituant l'asservissement de phase peut être approché de façon simple lorsque l'on travaille avec une approximation linéaire pour le quel on suppose la boucle de phase accrochée et l'erreur de phase entre le signal issu de l'oscillateur contrôlé en tension et le signal d'entrée petite.

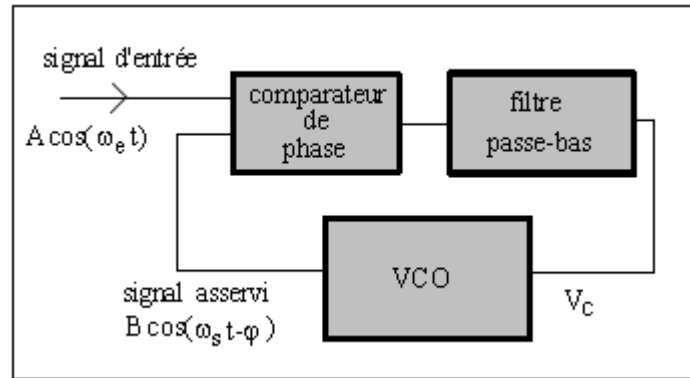


Figure : 1.17 Schéma de principe d'une PLL

La figure 1.17 indique le schéma synoptique d'une boucle d'asservissement de phase. Le comparateur de phase fournit une tension liée à la différence de phase des signaux qui sont appliqués. La tension issue du comparateur de phase est appliquée au VCO à travers un filtrage réalisé par le filtre de boucle qui caractérise le type d'asservissement réalisé.

➤ Récupérateur de rythme

Tous les systèmes de communication modernes requièrent un signal périodique stable pour fournir une base de temps nécessaire à la synchronisation, à l'alignement des horloges d'échantillonnage, à la récupération d'horloge ou encore à la synthèse de fréquences. Le verrouillage de phase est une des principales techniques pour répondre à ces besoins. Les boucles PLL permettent, entre autres applications, la récupération de porteuse, la récupération d'horloge, la modulation/ démodulation de phase/fréquence, la synchronisation d'horloges, la synthèse de fréquence et la réduction de la « gigue » temporelle.

1.5. Conclusion

D'après ce qu'on a étudié dans ce chapitre on conclut que l'étage de Modulateur/ Démodulateur est très important dans la chaîne de l'émission/ réception hertzienne. Donc on doit définir les différents types de modulation et de démodulation numériques utilisés en faisceau hertzien. Pour cela on va baser notre travail sur les techniques de la modulation et celle qui nous fournit le débit le plus élevé avec le moins d'erreurs possibles. Ces deux conditions peuvent être choisies d'une manière optimale et c'est l'objet du chapitre suivant.

2.1 Introduction

La demande de l'augmentation en débit est continuellement posée et représente l'un des sujets les plus recherchés dans le domaine de télécommunication. Donc ce chapitre on le consacre pour évaluer l'une des méthodes proposées et fortement répondues. Donc cette technique est pour améliorer les modulateurs et démodulateurs, les rendre un peu complexes mais ce qui nous donne un très important avantage, celui d'envoyer plusieurs bits dans une seule forme d'onde ou bien « symbole » qu'on définit ça juste après.

Notre étude porte donc sur la comparaison des différents types de modulation et la comparaison de leur performance en probabilité d'erreur, en énergie de signal sur bruit, en occupation spectral. Ainsi choisir la plus performante pour augmenter le débit d'un émetteur récepteur faisceau hertzien.

2.2 Définition d'une modulation numérique

La modulation numérique est une opération qui consiste à changer un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse sinusoïdale haute fréquence pour transporter un signal informatif numérique à une grande distance, ces paramètres sont soit l'amplitude soit la fréquence soit la phase. La modulation est utilisée dans les buts suivants :

- Adaptation : aux conditions particulières du milieu de transmission.
- Multiplexage : utilisation simultanée de même milieu de transmission par plusieurs communications.

Les techniques de modulation numériques sont identiques dans leur principe à ceux utilisés pour les modulations analogiques mais ils ont les avantages suivants :

- Sensibilité moindre aux perturbations.
- Contrôle d'erreur.
- Meilleure efficacité spectrale.
- Cryptage des données.

Le domaine de transmission numérique évolua rapidement dans le dernier demi siècle passé pour cette raison beaucoup de modulation ont été développées, on cite les suivantes :

- 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 Amplitude modulation QAM).
- Modulation par Déplacement de fréquence MDF. (Frequency Shift Keying FSK)
- Modulation par Déplacement de phase différentielle MDPD. (Differential Phase Shift Keying DPSK).

Dans notre étude on ne détaille que les trois modulations premières

Avant de commencer l'étude de principe de modulation il faut définir quelque terme très utilisé dans les modulations numériques [6] ; le symbole, la rapidité d'une modulation, le débit, le taux d'erreur par bit, et dernièrement l'efficacité spectrale d'une modulation.

- Un *Symbole* est un élément d'un alphabet de M-aire, chaque symbole M-aire véhicule l'équivalent de n digits selon la relation

$$n = \log_2 M.$$

- La *Rapidité de modulation* R est le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément.

$$R = \frac{1}{T} \quad \text{S'exprime en "bauds".}$$

- La *Débit binaire* D est le nombre de bits transmis par seconde.

$$D = \frac{1}{T_b} \quad \text{S'exprime en "bits par seconde".}$$

Il y a égalité entre Débit binaire et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'un alphabet binaire, sinon pour un alphabet de M-aire, on a la relation fondamentale :

$$T = n T_b \quad \text{Soit} \quad D = n.R.$$

- La *taux d'erreur par bit* : il caractérise la qualité d'une liaison.

$$T.E.B = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}}$$

- L'*efficacité spectrale* d'une modulation se définit par :

$$\eta = \frac{D}{B} \quad \text{et s'exprime en "bit/seconde/Hz".}$$

B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilise des symboles M-aires, on a :

$$\eta = \frac{1}{T B} \log_2 M \text{ bit/sec/Hz.}$$

2.3 Principe de modulation

Le message à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en band de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$c(t) = \sum_k c_k \cdot g(t - kT) = c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$$

$$\text{avec } c_k = a_k + jb_k$$

et k : ombre qui dépend de l'alphabet des symboles

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle $[0, T[$ puisque t doit vérifier la relation : $kT \leq t < (k + 1)T$.

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

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \dots \dots \dots (1)$$

La fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïdale porteuse utilisée pour la modulation.

Si les $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ sont réels ($b_k(t) = 0$), la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \dots \dots \dots (2)$$

Ou encore :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \dots \dots \dots (3)$$

$$\text{En posant : } a(t) = \sum_k a_k(t) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k(t)$$

Le signal $a(t) = \sum_k a_k(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et le signal $b(t) = \sum_k b_k(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$.

Les deux signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sont identiques et ils utilisent la même forme $g(t)$.

$$a_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{et} \quad b_k(t) = b_k \cdot g(t - kT)$$

Les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ sont appelés ‘‘train modulant’’ et s’écrivent :

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l’alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) et dans l’alphabet (B_1, B_2, \dots, B_M) .

Le schéma théorique du modulateur est représenté sur la figure 2.1 :

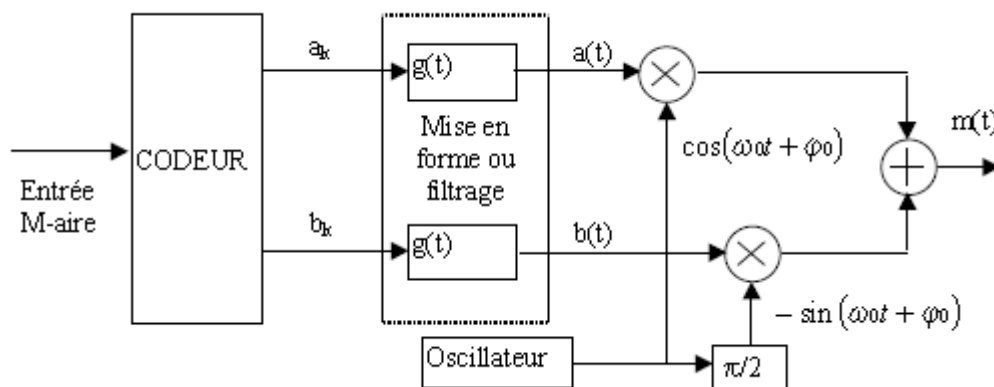


Figure 2.1 : Forme générale du modulateur

Les différents types de modulations sont définis par les alphabets et par la fonction $g(t)$. A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire de la forme :

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

Qui peut être représentés dans un espace à deux dimensions dont les vecteurs de base sont :

$$g(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad \text{et} \quad -g(t - kT) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{décomposition de Fresnel}).$$

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase (I en phase) et composante en quadrature (Q quadrature de phase).

2.3.1. Définition d’une constellation numérique

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $c_k = a_k + jb_k$ permet de différencier chaque type de modulation l’ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation Figure 2.2.

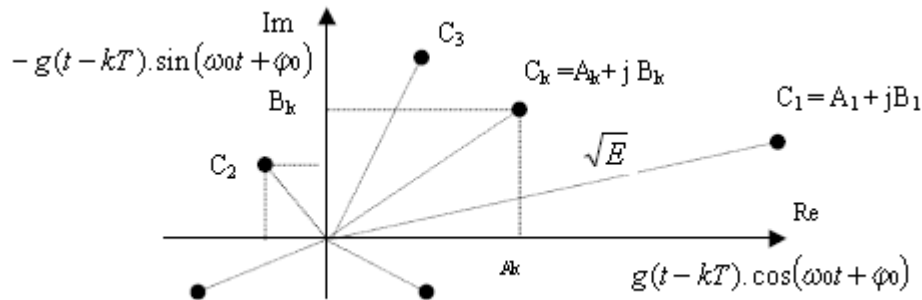


Figure 2.2 : Exemple d'une constellation numérique

Le choix de répartition des points dépend des critères suivants [6]:

- La distance minimal d_{min} entre les points, plus cette distance est grande plus la probabilité d'erreur est faible la distance minimale entre tous les points est choisi par :

$$d_{min} = \min_{i \neq j} (d_{ij}) \text{ Avec } d_{ij} = |c_i - c_j|^2$$

- A chaque signal élémentaire émis $m_k(t)$ correspond une énergie nécessaire pour la transmettre. Dans la constellation la distance entre l'origine et un point est proportionnelle à la racine carré de l'énergie qu'il faut la fournir pendant l'intervalle de temps $[kT, (k + 1) T]$.

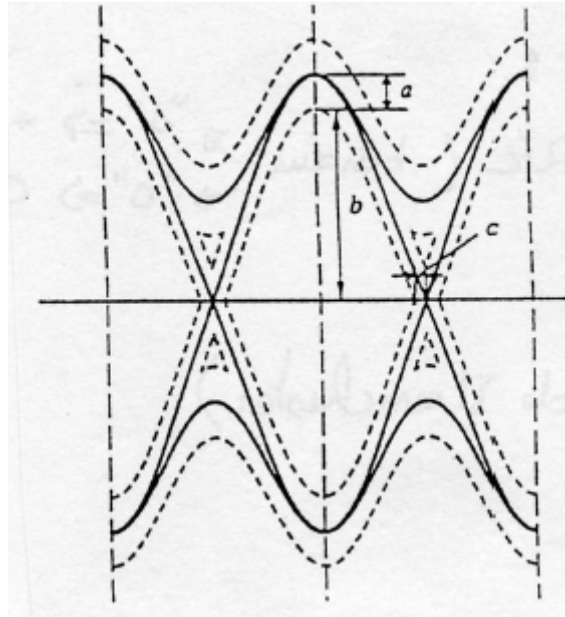
La puissance moyenne d'émission est assimilable à $\sum_i |c_i|^2$ et la puissance crête à $\max_i |c_i|^2$.

2.3.2. Définition du diagramme d'œil

Une autre représentation utilisé dans le domaine de transmission numérique connue sous le nom de diagramme d'œil qui est un oscillogramme représentant des données numériques échantillonnées de manière répétitive et sont appliquées à l'entrée de déviation verticale, alors que la déviation horizontale est synchronisée avec le débit du signal. Le nom de ce diagramme vient du fait que pour nombre de codage, le motif obtenu ressemble à une suite d'œil encadré par deux rails horizontaux.

De nombreux critères de performance peuvent être déduits de cette analyse, on prend l'exemple sur la figure 2.3. Si les signaux sont trop longs, trop courts, mal synchronisés par rapport à l'horloge du système "la gigue" (c), de niveau trop important ou trop faible, trop entachés (a), l'ouverture de l'œil permet de savoir si la détection sera simple ou non (b). Un œil ouvert correspondra à un signal comportant un minimum de distorsion. La distorsion de la forme d'onde du signal, pouvant être attribuée à

l'interférence inter-symbole, au bruit ou au mal synchronisation, se traduit par une fermeture de l'œil.



a : évalue l'influence du bruit

b : évalue la simplicité de détection

c : évalue la synchronisation

Figure 2.3 Diagramme d'œil

2.3.3. La densité spectrale de puissance (DSP) du signal modulé :

Certaines formules du cours de théorie du signal [7] nous rappellent que si $m(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ représente le signal en bande de base de $m(t)$ de la formule (1) et si $\gamma_{cm}(f)$ est la densité spectrale de puissance de $c_m(t)$ alors la DSP du signal modulé $m(t)$ sera :

$$\gamma_m(f) = \frac{1}{4}[\gamma_{cm}(f - f_0) + \gamma_{cm}(-f - f_0)]$$

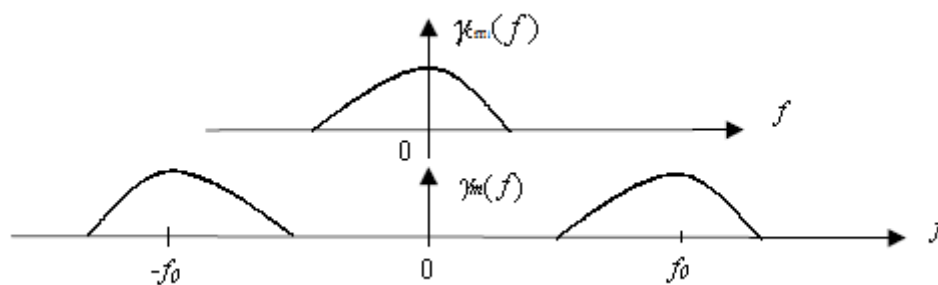


Figure 2.4 Densité spectrale de puissance

Lorsque la modulation est linéaire, l'opération de modulation a pour effet dans la plupart des cas de translater la densité DSP de signal modulant. La DSP de signal modulé est liée aussi à la forme de l'onde $g(t)$, qui sera souvent rectangulaire par sa transformée de Fourier $G(f)$.

On a la densité spectrale d'un signal carré en bande de base [7] est égale à :

$$\gamma_{cm}(f) = A^2 T \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2$$

2.3.4. Les critères de choix d'une modulation :

Les critères de choix d'une modulation sont [6]:

- Le débit binaire.
- Le taux d'erreur sur les bits *TEB*.
- L'efficacité d'occupation spectrale.
- L'efficacité de la puissance émise.
- La simplicité de réalisation.

2.4. Modulation par déplacement d'amplitude (ASK)

On étudiera dans cette partie les caractéristiques de la modulation ASK, on représentera ces caractéristiques comme suit :

- a- Les constellations de M-ASK.
- b- Exemple d'un chronogramme 4-ASK.
- c- Le spectre de M-ASK.
- d- Modulateur et démodulateur.
- e- Les performances de M-ASK.

La modulation ASK s'effectue seulement sur porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. Cette modulation est dite mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors:

$$m(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

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

a) Les constellations de M-ASK :

On a $M = 2^n$ amplitudes possibles du signal, les valeurs de l'alphabet sont telles que :

$$A_i = (2i - M - 1).a_0 \quad \text{avec } i = 1, 2, \dots, M.$$

Suivant les valeurs de n on obtient le tableau 2.1 :

n	M	Valeur de l'alphabet
1	2	$-1a_0, 1a_0$
2	4	$-3a_0, -1a_0, 1a_0, 3a_0$
3	8	$-7a_0, -5a_0, -3a_0, -1a_0, 1a_0, 3a_0, 5a_0, 7a_0$

Tableau 2.1 : Les valeurs de l'alphabet selon le nombre de bits n

La constellation de la modulation à M états est donnée pour M prenant comme valeurs 2, 4, 8 sur la Figure 2.5.

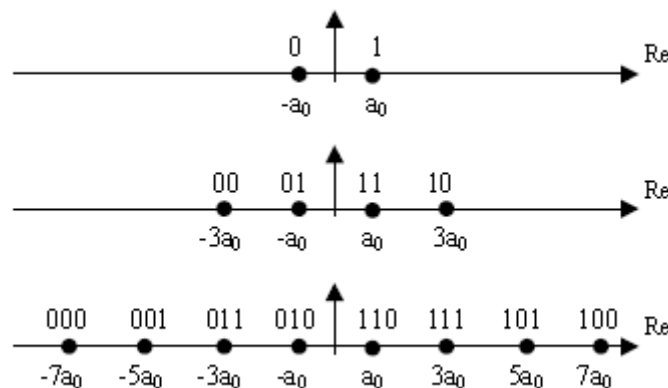


Figure 2.5 : Schéma de constellation des symboles en M-ASK

La disposition des symboles met en oeuvre un code de Gray de telle sorte qu'un seul bit change lorsque l'on passe d'un point à un autre.

b) Exemple d'un chronogramme 4-ASK

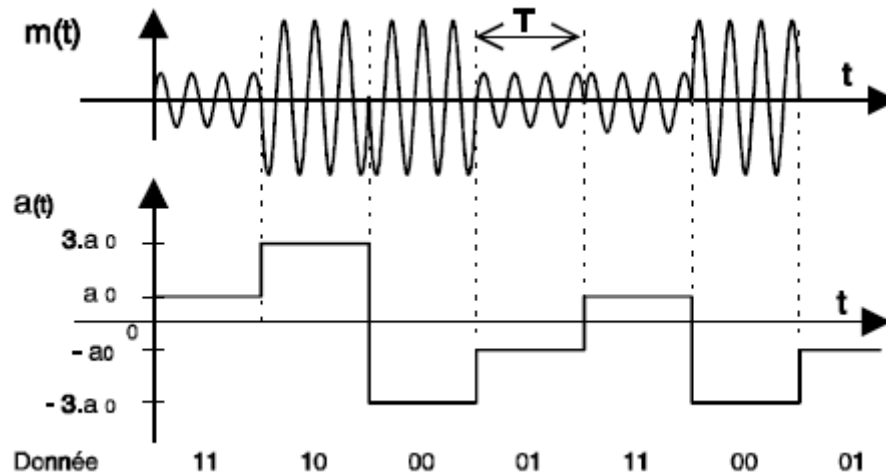


Figure 2.6 : Modulation d'amplitude 4-ASK

La figure 2.6 met en évidence que deux bits sont transmis simultanément à chaque période T et que la détection d'enveloppe ne peut être utilisée à la réception.

c) Le spectre de M-ASK :

Le spectre du signal modulé est le même décalé de $\pm f_0$, Figure 2.4. Le spectre du signal en bande de base s'écrit :

$$\gamma_{am}(f) = A_M^2 T \left(\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right)^2$$

d) Modulateur et démodulateur

Les deux Figures 2.7 et 2.8 montrent respectivement le synoptique simplifié de la modulateur et du démodulateur avec une seule porteuse.

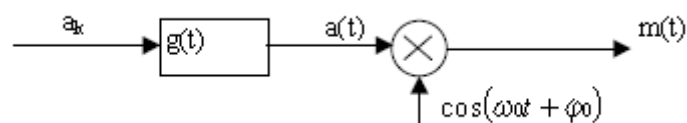


Figure 2.7 : Schéma du modulateur avec une seule porteuse

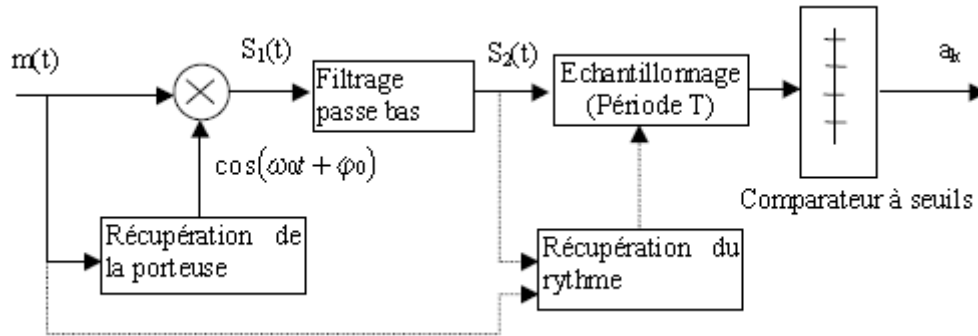


Figure 2.8 : Schéma du démodulateur avec une seule porteuse

En réception, on multiplie le signal reçu

$$m(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

par une onde sinusoïdale issue d'un oscillateur local $A_l \cos(\omega_0 t + \varphi_l)$ on obtient :

$$S_1(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot A_l \cos(\omega_0 t + \varphi_l)$$

En développant cette expression et en éliminant le terme en $\cos(2\omega_0 t)$ par filtrage, on obtient :

$$S_2(t) = \frac{A_l}{2} \sum_k a_k g(t - kT) \cdot \cos(\varphi_0 - \varphi_l)$$

Donc, si le récepteur dispose d'un oscillateur local synchronisé en fréquence et en phase sur celui de l'émission, φ_0 sera proche de φ_l et, donc $\cos(\varphi_0 - \varphi_l)$ sera voisin de 1, et par conséquent

$$S_2(t) \approx \frac{A_l}{2} \sum_k a_k g(t - kT)$$

Ainsi, le signal $S_2(t)$ est à une homothétie près égal au train modulant

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT)$$

qui est lui même le signal porteur de l'information.

Il reste encore au récepteur à récupérer le rythme, de période T , des symboles transmis, à échantillonner le signal $S_2(t)$ au milieu de chaque période, et à décider à l'aide d'un comparateur à $(M - 1)$ seuils de la valeur a_k reçu.

e) Les performances de M-ASK :

La probabilité d'erreur par symbole est donnée par la relation [8,9].

$$P_s(e) = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M^2 - 1} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \dots \dots \dots (5)$$

Du point de vue pratique, c'est la probabilité d'erreur par bit $P_b(e)$ qui est la plus importante à déterminer. Si on néglige la probabilité d'erreur entre symboles non voisins et si deux symboles voisins ne diffèrent que d'un bit (Code de Gray), alors la probabilité d'erreur par bit $P_b(e)$ peut s'écrire :

$$P_b(e) = \frac{P_s(e)}{\log_2 M}$$

Car avec un symbole erroné, seulement un bit sur $n = \log_2 M$ est erroné.

2.5. Modulation par déplacement de phase (PSK)

On étudiera dans cette partie les caractéristiques de la modulation PSK, on reprend l'étude du paragraphe 2.3 pour développer les caractéristiques de 4-PSK qui représente un cas d'exception de la PSK puis on généralise l'étude pour la M-ASK.

On a l'expression générale d'une modulation numérique (1)

$$m(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \quad \text{Avec } c_k(t) = a_k(t) + j b_k(t)$$

Dans le cas présent, les symboles c_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$$C_k = a_k + j b_k = e^{j\varphi_k} \quad \text{d'où : } a_k = \cos(\varphi_k) \quad ; \quad b_k = \sin(\varphi_k)$$

$$\text{Et : } a_k(t) = \cos(\varphi_k) \cdot g(t - kT) ; \quad b_k(t) = \sin(\varphi_k) \cdot g(t - kT)$$

Pour améliorer les performances par rapport au bruit les symboles ne seraient pas disposés de façon quelconque sur le cercle, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle. L'ensemble des phases possibles se traduit par :

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

$$\text{Et } \varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \quad \text{lorsque } M = 2$$

Pour $M > 2$ les symboles c_k prennent leurs valeurs dans un alphabet $\{e^{j\varphi_k}\}$ où φ_k est défini ci-dessus avec $k = 0, 1, \dots, M - 1$. a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\cos(\varphi_k)\}$ et $\{\sin(\varphi_k)\}$.

Le signal modulé devient :

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

Soit, plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k + 1)T[$

$$m(t) = \text{Re} [A \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)}]$$

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$$

$$= A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k)$$

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

L'expression de la PSK montre qu'il s'agit d'une modulation à enveloppe constante ; l'enveloppe étant le module de l'enveloppe complexe. Cette propriété est intéressante pour des transmissions sur des canaux non linéaires.

Ainsi, la disposition des symboles sur un cercle se traduit non seulement par enveloppe constante, mais aussi, par une énergie identique mise en œuvre pour transmettre chaque symbole, ces deux aspects étant bien entendu intimement liés.

La figure 2.9 montre différentes constellations de PSK pour $M=2, 4$ et 8 .

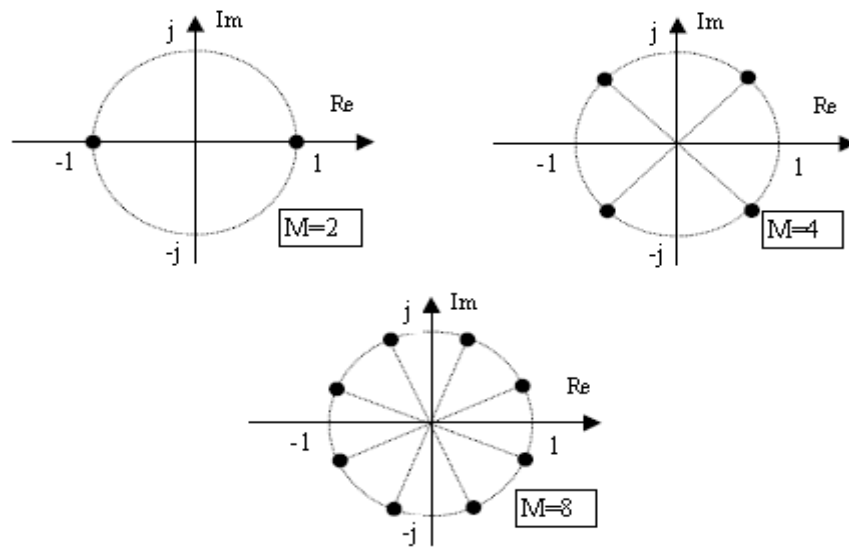


Figure 2.9 : Schéma de constellation des symboles en M-PSK

2.5.1. La modulation "4-PSK ou QPSK"

Les caractéristiques de la 4-PSK sont représentées comme suit :

- a- Chronogramme de la 4-PSK
- b- Modulateur et démodulateur 4-PSK

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

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

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

$$\{ e^{j\varphi_k} \} \quad \text{où} \quad \varphi_k = \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{6\pi}{4}.$$

a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\{ \cos(\varphi_k) \}$ et $\{ \sin(\varphi_k) \}$.

Le tableau 2.2 précise les différentes valeurs en fonction du symbole à transmettre.

Bit paire	Bit impaire	Symbole	φ_k	a_k	b_k	$a_k\sqrt{2}$	$b_k\sqrt{2}$
0	0	00	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	1	1
1	0	01	$\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	-1	1
1	1	11	$\frac{5\pi}{4}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	-1	-1
0	1	10	$\frac{7\pi}{4}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	1	-1

Tableau 2.2 : La relation des symboles avec les bits pairs et impairs pour 4-PSK

Le tableau 2.2 met en évidence la relation simple qui existe entre les bits pairs et les a_k , et entre les bits impairs et les b_k . en désignant par $\{ i_k \}$ la suite des valeurs du train binaire au rythme de $T_b = \frac{T}{2}$ on obtient : $a_k = 1 - 2 \cdot i_{2k}$ et $b_k = 1 - 2 \cdot i_{2k+1}$

$$m(t) = A \sum_k (1 - 2i_{2k}) g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - A \sum_k (1 - 2i_{2k+1}) g(t - kT) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

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

Soit, en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T[$:

$$m(t) = A(1 - 2i_{2k}) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - A(1 - 2 \cdot i_{2k+1}) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$m(t) = A \cdot a_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - A \cdot b_k \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

De façon imagée, nous pouvons dire que le train binaire entrant $\{ i_k \}$ est aiguillé en un train binaire $\{ a_k \}$ sur la voie en phase pour les bits pairs, et un train binaire $\{ b_k \}$ sur la voie en quadrature pour les bits impairs. La vitesse des trains binaires $\{ a_k \}$ et $\{ b_k \}$ est deux fois plus lente que la vitesse du train binaire entrant $\{ i_k \}$.

a) Chronogramme de "4-PSK"

La figure 2.10 représente un chronogramme de la modulation de phase 4-PSK. Elle met en évidence la distribution des bits numérotés du train binaire entrant $\{ i_k \}$ vers les trains binaires $\{ a_k \}$ et $\{ b_k \}$ ainsi que le retard à introduire sur la voie en phase pour réaligner les deux flux de bits. On observe aussi que la phase du signal modulé $m(t)$ peut changer de

$0, \pm\pi/2$ ou π radians lors du passage d'un symbole à un autre ce qui n'a, bien entendu, rien de surprenant lorsque l'on regarde la constellation de la 4-PSK.

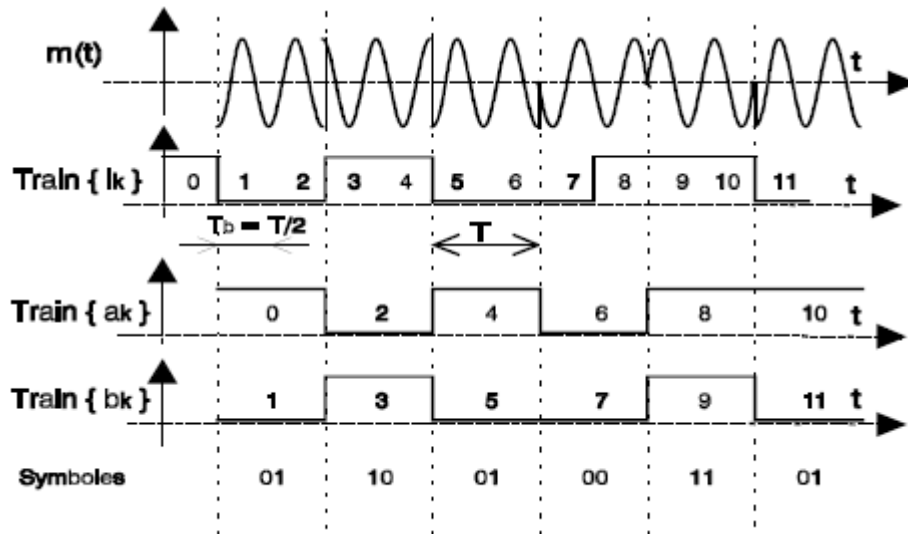


Figure 2.10 : Chronogramme de la 4-PSK

b) Modulateur et démodulateur 4-PSK

Le schéma synoptique du modulateur qui est présenté sur la Figure 2.11 montre le démultiplexage du train binaire à l'entrée du modulateur en deux trains binaires sur les voies en phase et en quadrature. Les deux trains binaires sont alors codés en NRZ. La suite du schéma représente la relation.

$m(t) = a(t). \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t). \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ et fait donc appel à deux multiplieurs.

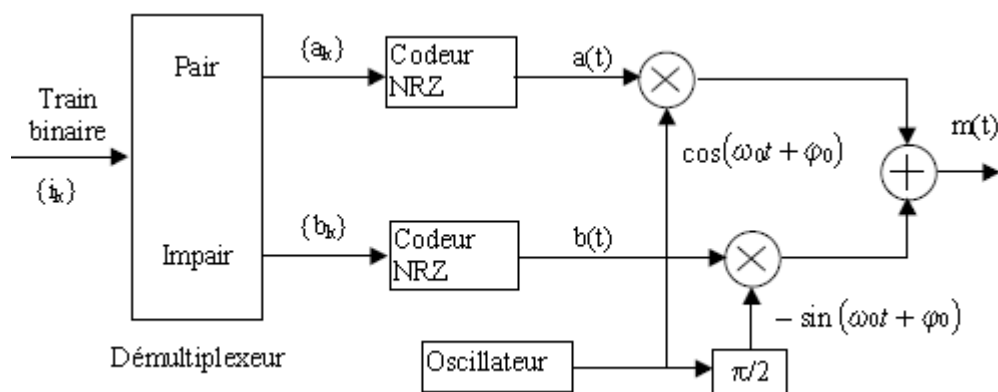


Figure 2.11 : Schéma du modulateur 4-PSK

Le schéma synoptique d'un démodulateur cohérent pour la 4-PSK est présenté sur la figure 2.12.

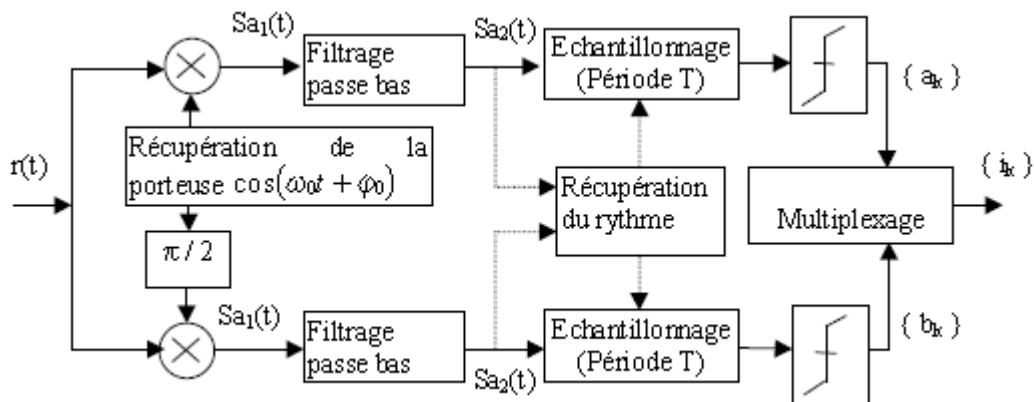


Figure 2.12 : Schéma du démodulateur 4-PSK

Le démodulateur 4-PSK est essentiellement constitué de deux démodulateurs 2-PSK. En effet, le signal reçu (après un filtrage passe-bande éventuel) est démodulé dans deux voies parallèles par deux porteuses en quadrature. Certaines techniques permettent de synchroniser l'oscillateur local avec la porteuse à l'émission. Le signal en quadrature est généré à partir de l'oscillateur local et d'un déphaseur de $\pi/2$.

Soit $r(t) = a_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ le signal non bruité reçu par le récepteur dans l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T[$. Pour la voie A et après multiplication avec la porteuse récupérée, on obtient :

$$S_{a1}(t) = [a_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)] \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Donc, après filtrage pour éliminer la composante à la fréquence $2f_0$: $S_{a2}(t) = \frac{a_k}{2}$

De la même manière on obtient pour la voie B : $S_{b2}(t) = \frac{b_k}{2}$

Le récepteur doit encore récupérer le rythme des symboles transmis, puis échantillonner les signaux $S_{a2}(t)$ et $S_{b2}(t)$ au milieu de chaque période. Les trains binaires $\{a_k\}$ et $\{b_k\}$ ainsi récupérés sont alors multiplexés pour obtenir le train binaire $\{i_k\}$.

2.5.2. Généralisation aux M-PSK

On généralisera l'étude de la PSK pour $M > 4$ on représentera aussi les caractéristiques générales comme suit :

- a- Modulateur et démodulateur M-PSK.
- b- Spectre et efficacité spectrale.
- c- Les performances de la M-PSK.

a) Modulation et démodulation M-PSK

Le schéma du modulateur 4-PSK de la figure 3.11 ne se généralise pas aux modulateurs M-PSK pour $M > 4$.

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

$$c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi_k} \quad \text{avec : } a_k = \cos(\varphi_k) \quad b_k = \sin(\varphi_k)$$

$$\text{et } \varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{\pi}{M}$$

Or nous avons montré que a_k module en amplitude la porteuse en phase et b_k module en amplitude la porteuse en quadrature. Une solution générale pour générer les a_k et les b_k à partir du train entrant $\{i_k\}$ est de faire intervenir deux convertisseurs CNA ainsi qu'une logique de contrôle dans le modulateur comme le montre la figure 2.13.

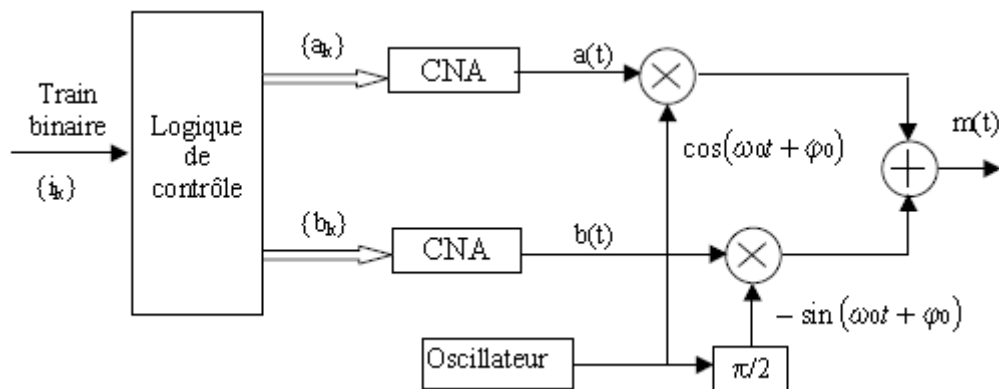


Figure 2.13 : Schéma du modulateur M-PSK

De même le démodulateur de la figure 2.14 fait intervenir deux convertisseurs CAN ainsi qu'une logique de décodage pour déterminer les symboles puis régénérer le train de bits reçus.

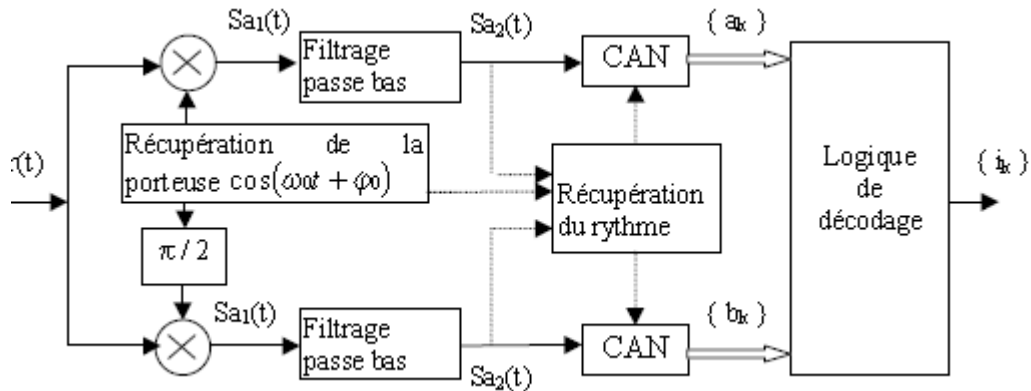


Figure 2.14 : Schéma du démodulateur M-PSK

b) Spectre et efficacité spectrale :

Le spectre du signal en bande de base est le spectre de puissance de $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire :

$$\gamma_{am}(f) = A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2$$

Le spectre du signal modulé est décalé de $\pm f_0$.

Toujours pour une même rapidité de modulation, le débit binaire, $D = \frac{1}{T_b}$, de la M-PSK est multiplié par $n = \log_2 M$ par rapport celui de la 2-PSK. Autrement dit, pour un spectre identique (et donc largeur de bande B constante), l'efficacité spectrale $\eta = \frac{D}{B}$ est multiplié par $n = \log_2 M$.

M	Modulation	Débit Binaire : D	Efficacité Spectrale : η
2	2-PSK	D	η
4	4-PSK	$2.D$	$2.\eta$
8	8-PSK	$3.D$	$3.\eta$
16	16-PSK	$4.D$	$4.\eta$

Tableau 2.3 : Relation entre le débit et efficacité spectrale pour différent M de la PSK

c) Les performances de M-PSK

L'augmentation de M réduit la distance entre symboles adjacents sur la constellation et cela dégrade naturellement les performances.

On a la probabilité d'erreur par symbole est donnée par la relation [8,9] :

$$P_s(e) = \text{erfc} \left(\sqrt{\log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_0} \cdot \sin \frac{\pi}{M}} \right) \dots \dots \dots (6)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un code de Gray et en négligeant la probabilité d'erreur entre symboles non voisins, alors la probabilité d'erreur par bit $P_b(e)$ peut s'écrire :

$$P_b(e) = \frac{P_s(e)}{\log_2 M}$$

2.6. Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature QAM

Pour cette modulation on refait la même étude que l'ASK on représentera les caractéristiques de cette modulation comme suit :

- a- Les constellations M-QAM.
- b- Modulateur démodulateur.
- c- Spectre et efficacité spectrale
- d- Les performances de M-QAM

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

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

Et que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k g(t - kT)$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

a) Les constellations M-QAM

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $c_k = a_k + j b_k$.

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

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

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$ où d est une constante donnée.

Plus généralement lorsque les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm(M-1)d\}$ avec $M = 2^n$, on obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré dont font partie la 4-QAM, la 16-QAM, la 64-QAM et la 256-QAM.

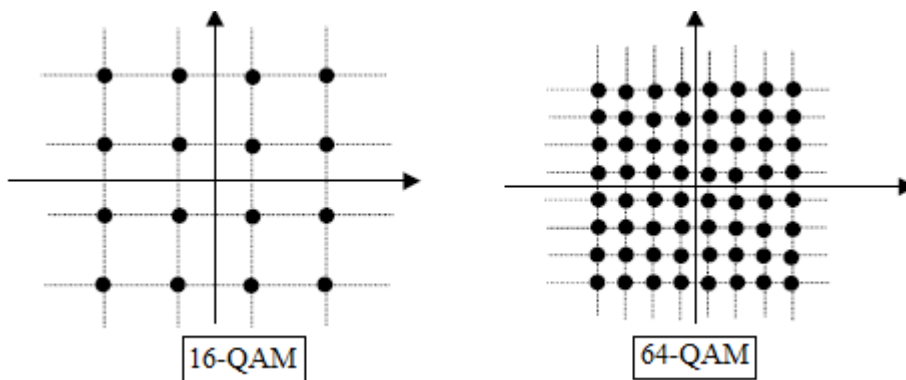


Figure 2.15 : Schéma de constellations 16-QAM et 64-QAM

b) Modulateur et démodulateur

Lorsque le signal $m(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

En effet, pour le modulateur le train binaire entrant $\{i_k\}$ est divisé en deux trains $\{a_k\}$ et $\{b_k\}$

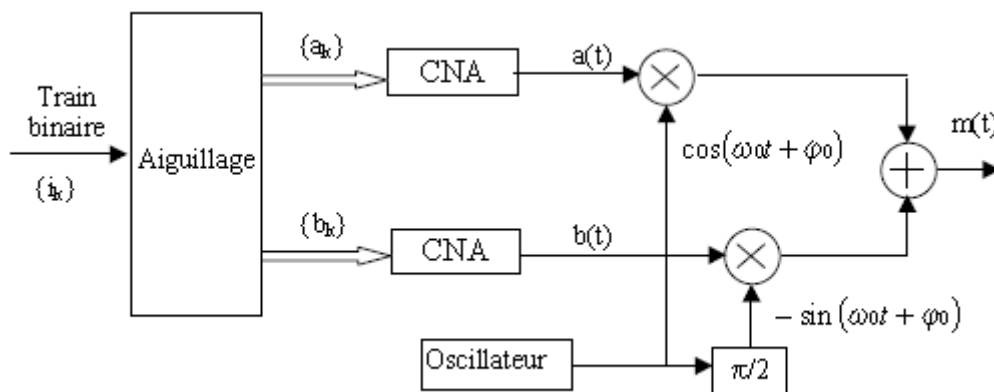


Figure 2.16 : Schéma du modulateur M-QAM

La réception d'un signal QAM fait appel à une démodulation et par conséquent nécessite l'extraction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission. Le signal reçu est démodulé dans deux branches parallèles, sur l'une avec la porteuse en phase et sur l'autre avec la porteuse en quadrature. Les signaux démodulés sont convertis par deux CAN, puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus.

Le synoptique du démodulateur M-QAM est très voisin de celui de la démodulation M-PSK. Figure 1.14.

c) Spectre et efficacité spectrale :

Le spectre du signal modulé est décalé de $\pm f_0$. Le spectre du signal en bande de base est le spectre de puissance de $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire :

$$\gamma_{am}(f) = A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2$$

Pour une même rapidité de modulation $R = \frac{1}{T}$, le débit binaire $D = \frac{1}{T_b}$ de la M-QAM est multiplié par $n = \log_2 M$ par rapport celui de la 2-QAM. Autrement dit, l'efficacité spectrale sera $\eta = n \cdot \frac{D}{B}$.

n	$M = 2^n$	Modulation	Débit Binaire : D	Efficacité Spectrale : η
1	2	2-QAM	D	η
2	4	4-QAM	2.D	$2 \cdot \eta$
4	16	16-QAM	4.D	$4 \cdot \eta$
6	64	64-QAM	6.D	$6 \cdot \eta$
8	256	256-QAM	8.D	$8 \cdot \eta$

Tableau 2.4 : Relation entre le débit et efficacité spectrale pour différent M de la QAM

Le tableau 2.4 montre le gain obtenu sur le débit binaire et sur l'efficacité spectrale pour diverses modulations M-QAM, ceci pour une même rapidité de modulation. L'intérêt d'augmenter M , même au prix d'une complexité accrue, est évident.

d) Les performances de M-QAM

On a la probabilité d'erreur par symbole est donnée par la relation [8,9] :

$$P_s(e) = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2 M}{2(M-1)} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \dots \dots \dots (7)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un code de Gray et en négligeant la probabilité d'erreur entre symboles non voisins, alors la probabilité d'erreur par bit $P_b(e)$ peut s'écrire :

$$P_b(e) = \frac{P_s(e)}{\log_2 M}$$

2.7. Conclusion

D'après ce qu'on détaillé dans ce chapitre il nous reste à vérifier notre étude par des simulations à l'aide du logiciel MATLAB. Afin d'interpréter, de discuter les résultats. Et en fin choisir la bonne modulation et la mieux adapté pour les liaisons hertziennes.

3.1. Introduction

D'après ce qu'on a détaillé dans l'étude du chapitre précédent qui cite les principes des différentes modulations et leurs caractéristiques, dans le but de vérifier l'importance du type de modulateur tant au niveau des débits que dans l'efficacité spectrale. Donc on a l'intérêt à vérifier, discuter et interpréter les résultats de cette étude.

Notre travail se résume dans la réalisation de la chaîne de la figure 1.12, où on implémente sur MATLAB chaque type de modulation. On augmente le nombre de symbole M de chacune puis on compare et on interprète la variation des paramètres qui changent. Puis on justifie le choix de la meilleure modulation.

On peut résumer le plan du travail pour différentes simulations suivant trois étapes :

- **Première étape**

On fixe les données initiales comme suite :

- Le débit binaire : $D=10\text{Kbit/s}$
- Nombre de bit : $N_{\text{bit}}=4800$
- La durée d'un bit : $T_b=1/D = 0.1\text{ms}$
- La durée du signal : $T=N_{\text{bit}}*T_b= 0.48\text{s}$
- La fréquence intermédiaire : $FI= 10\text{KHz}$
- La fréquence de la porteuse du signal émis sur canal : $F= 210\text{Mhz}$
- La fréquence d'échantillonnage : $F_s=1\text{Mhz}$
- Le nombre total d'échantillon du signal : $n= T/T_s=480000$

Remarque :

La fréquence de la porteuse est de l'ordre du Mhz alors que les faisceaux hertziens exploitent la bande du GHz, ce choix a été fait à cause de la capacité du compilateur Matlab et de la capacité mémoire de l'ordinateur, qui n'est pas professionnelle et par conséquent pour diminuer le temps de simulation.

- **Deuxième étape**

On augmente le nombre de symbole de chaque type de modulation, et on fait la comparaison intrinsèque entre eux.

• Troisième étape

On fera une comparaison globale entre les différents types de modulation de symbole $M=16$.

Remarque

La chaîne de la figure 3.1 est identique avec la chaîne de la figure 1.12

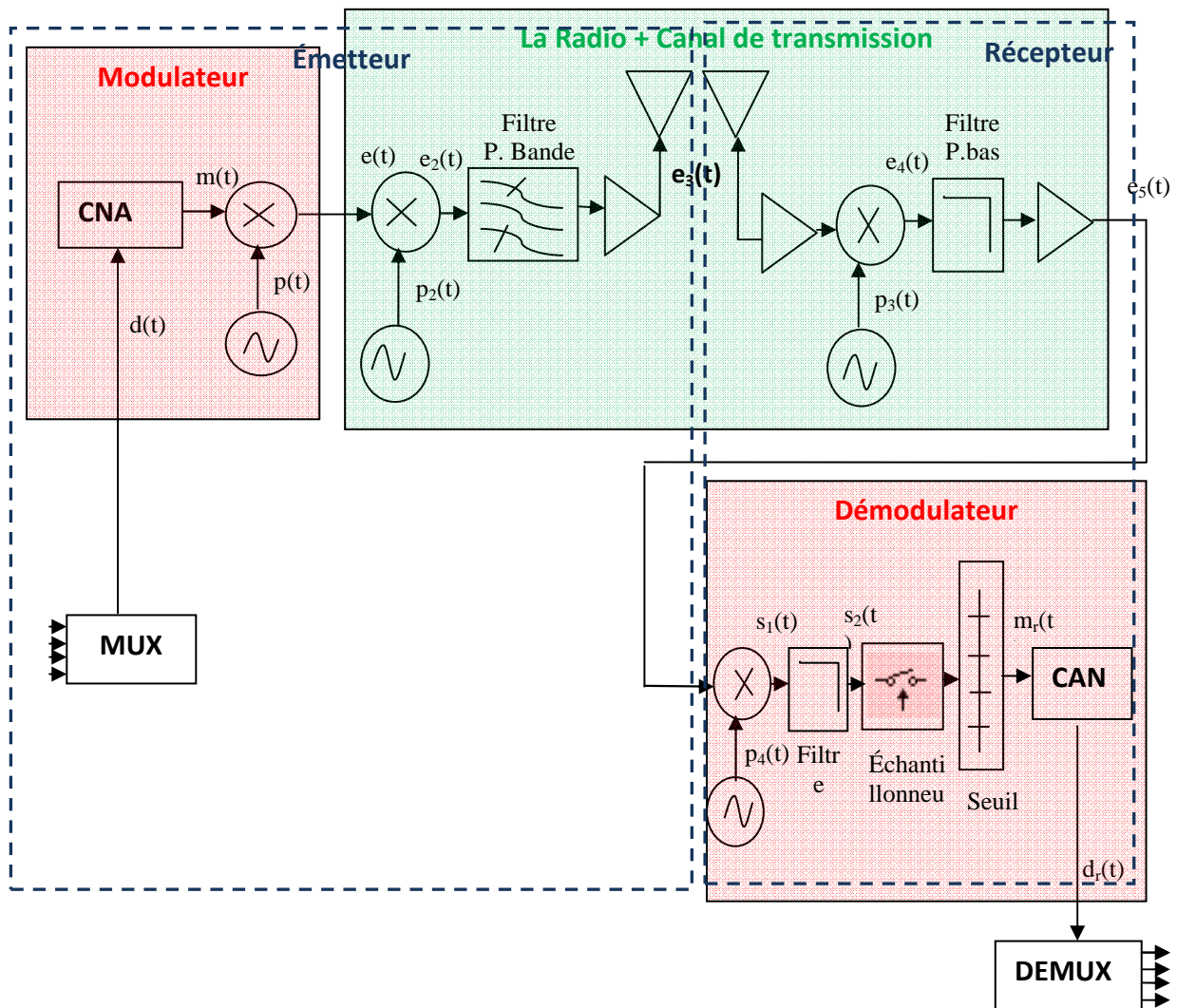


Figure 3.1 Schéma d'un émetteur récepteur Faisceau hertzien (ASK)

3.2. Simulations de la M-ASK

3.2.1. La 4-ASK

La figure 3.1 représente une chaîne d'émission/ réception de type ASK selon le nombre de symboles M-aire on peut configurer le CNA, en un nombre de 2, 4, 8 et 16 amplitudes différentes.

a. Partie émission :

La figure 3.2 montre le signal $d(t)$ à l'entrée du CNA qui est un signal en bande de base. Le signal fourni à la sortie du CNA représenté dans la Figure 3.3(a), est le signal modulant $m(t)$ de la Figure 3.1. Une fois multiplié par la porteuse on aura le signal modulé $e(t)$ de la figure 3.3(c) à 4 états d'amplitude 4-ASK, sous une fréquence porteuse intermédiaire.

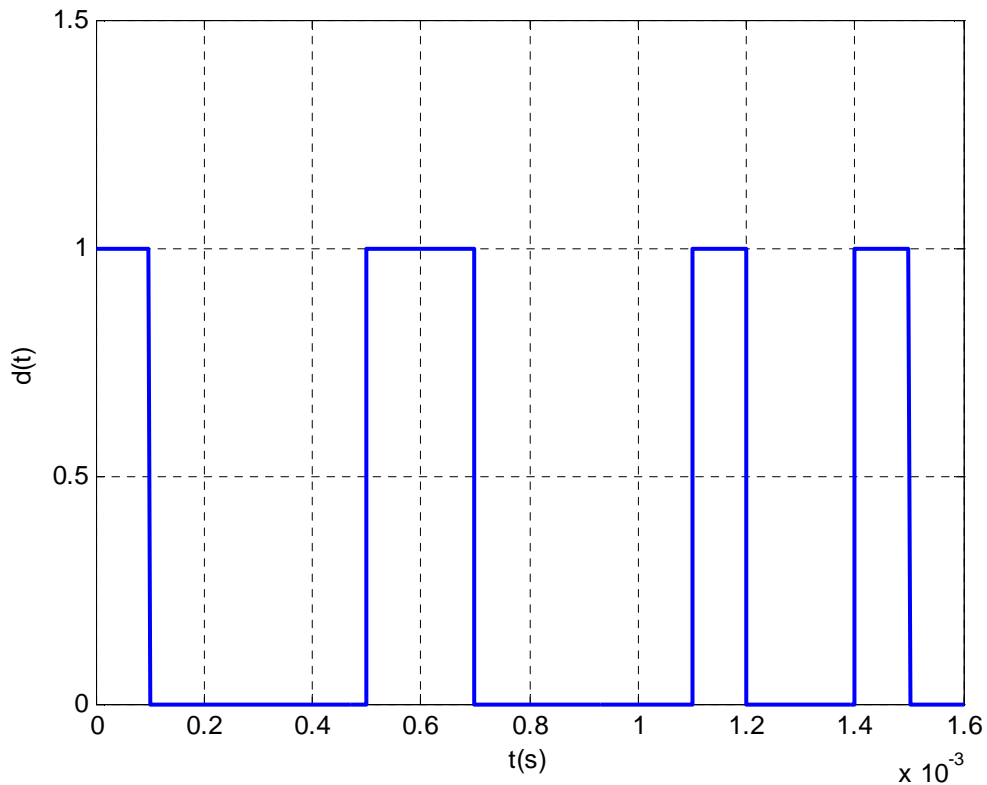
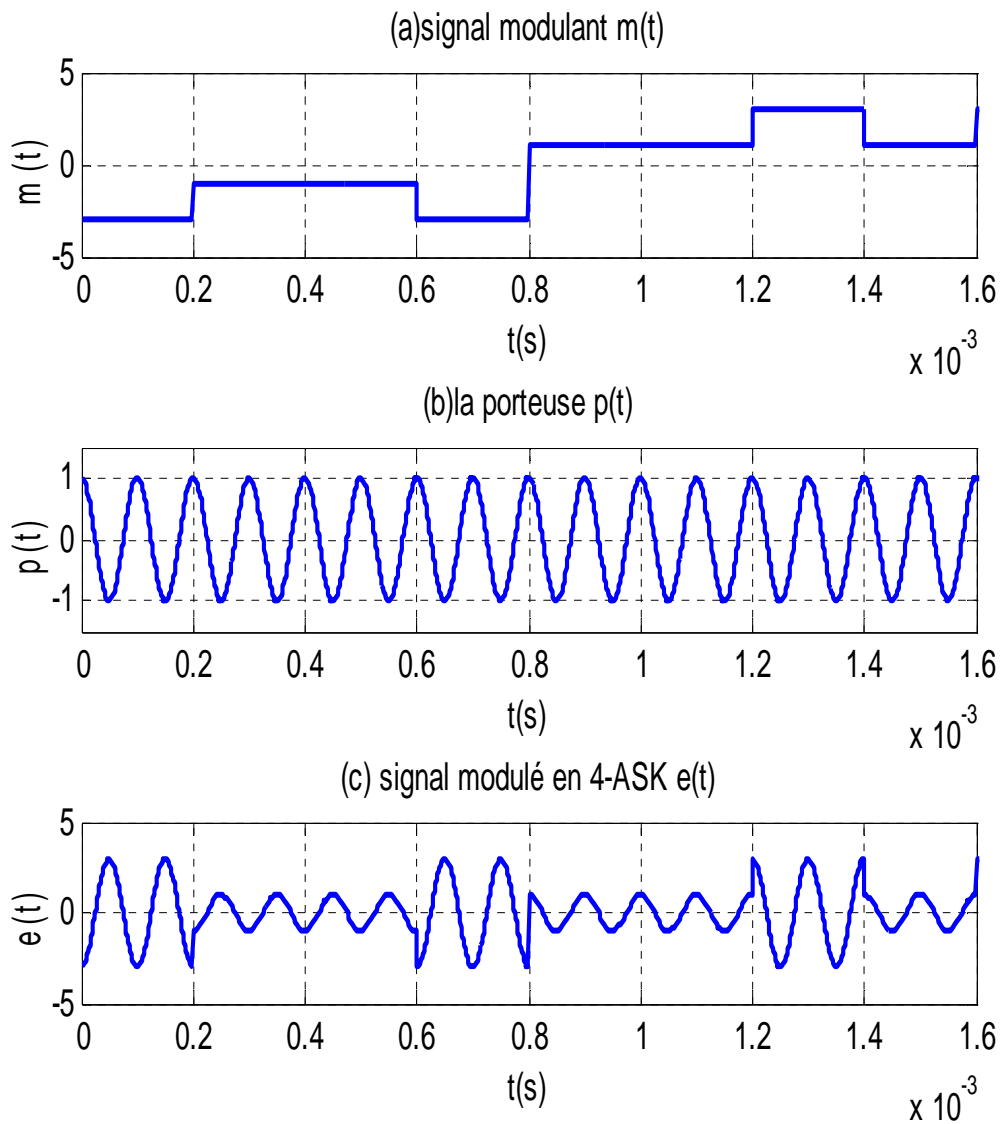


Figure 3.2 : Signal NRZ en bande de base $d(t)$



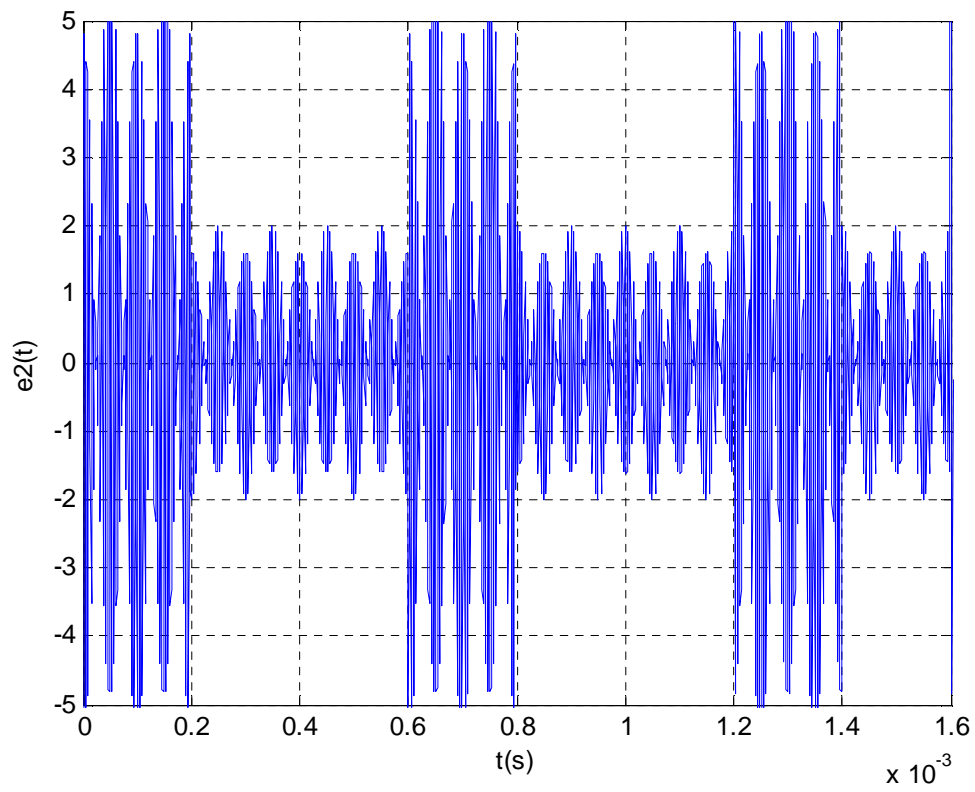
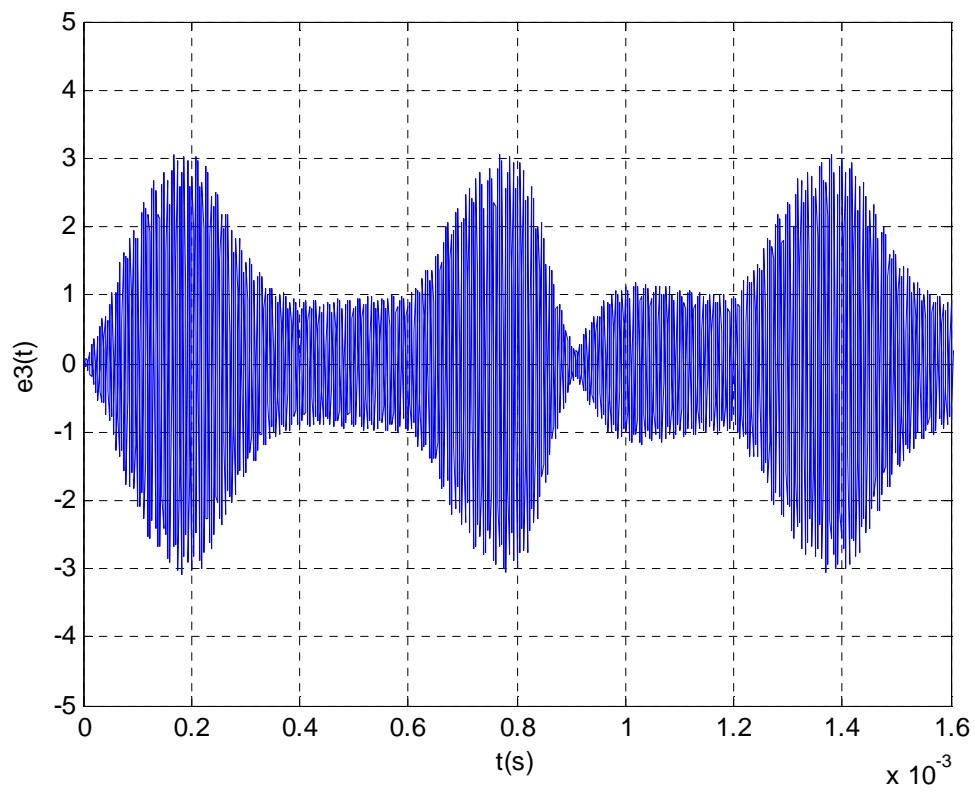
a : signal modulant $m(t)$

b : signal porteuse $p(t)$

c : signal modulé $e(t)$

Figure 3.3 : Signal modulé $e(t)$ 4-ASK sur fréquence intermédiaire

On ne peut pas émettre ce signal sous cette fréquence d'une manière convenable pour cela on augmente la fréquence en translatant le spectre du signal. Donc on multiplie le signal modulé avec une deuxième porteuse haute fréquence $p_2(t)$ Figure 3.1, on aura un signal $e_2(t)$ de la figure 3.4 qui contient deux images identiques. Donc il est nécessaire d'éliminer l'une des deux par filtrage passe bande avant l'émission pour obtenir $e_3(t)$ de la figure 3.5. C'est le signal transmis sur un canal sans bruit. Les DSP des 2 signaux sont représentés sur la Fig 3.6.

Figure 3.4 : Signal $e_2(t)$ sur la fréquence du 210MHz avant filtrageFigure 3.5 : Signal $e_3(t)$ transmit sur la fréquence du 210MHz

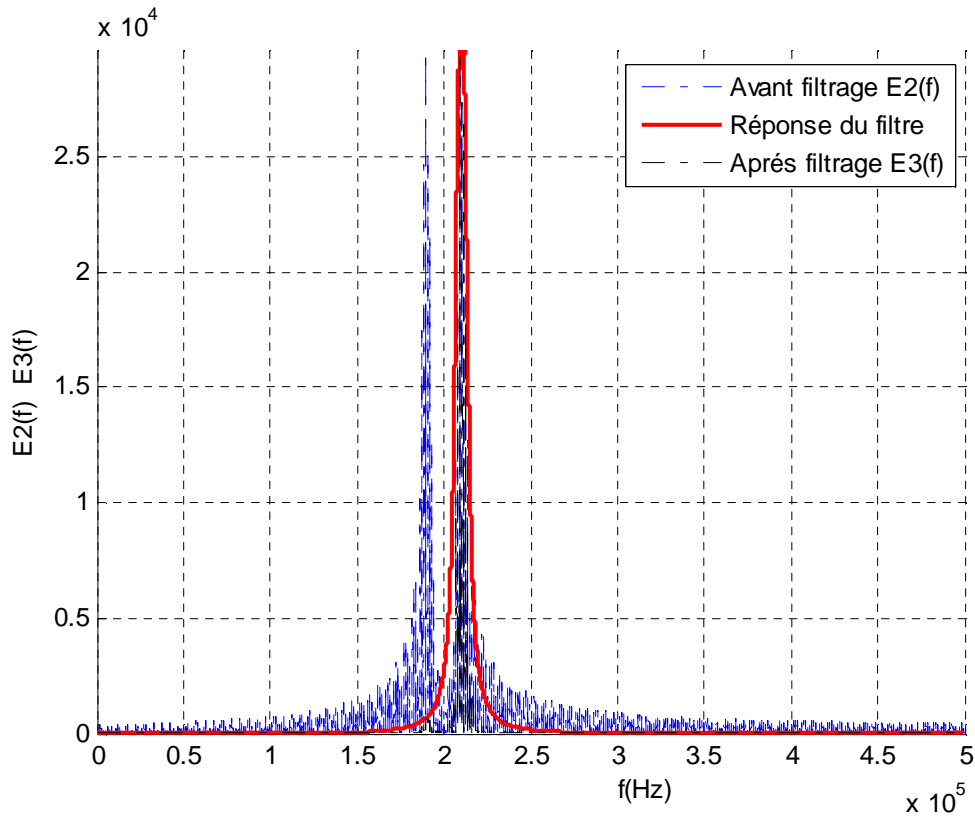
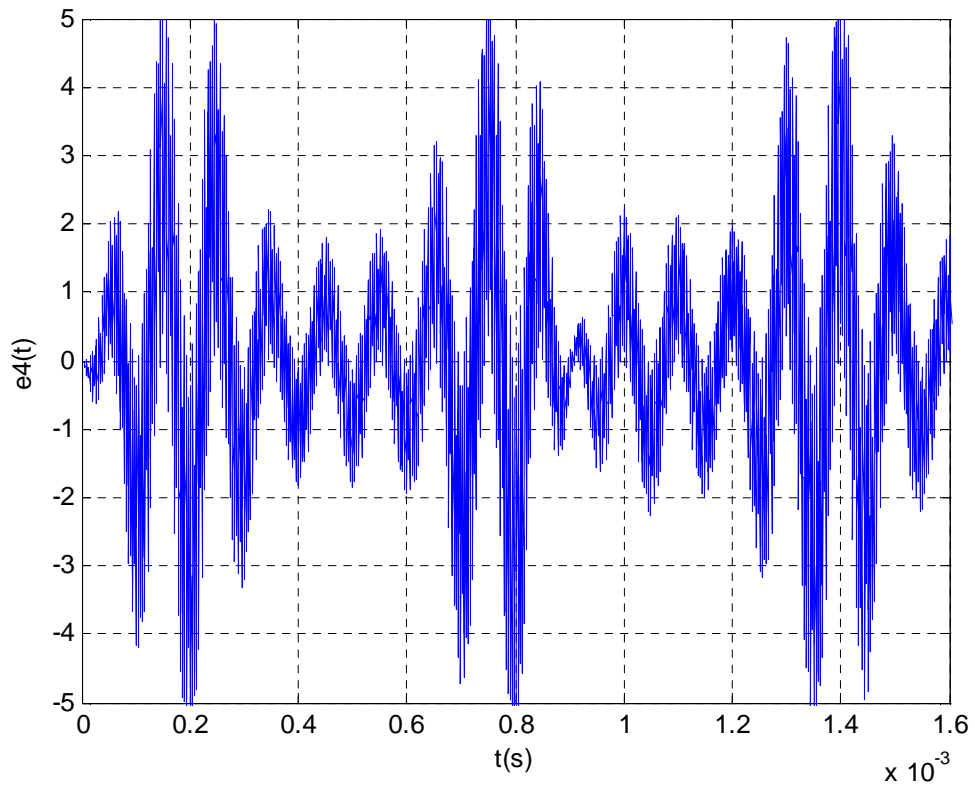
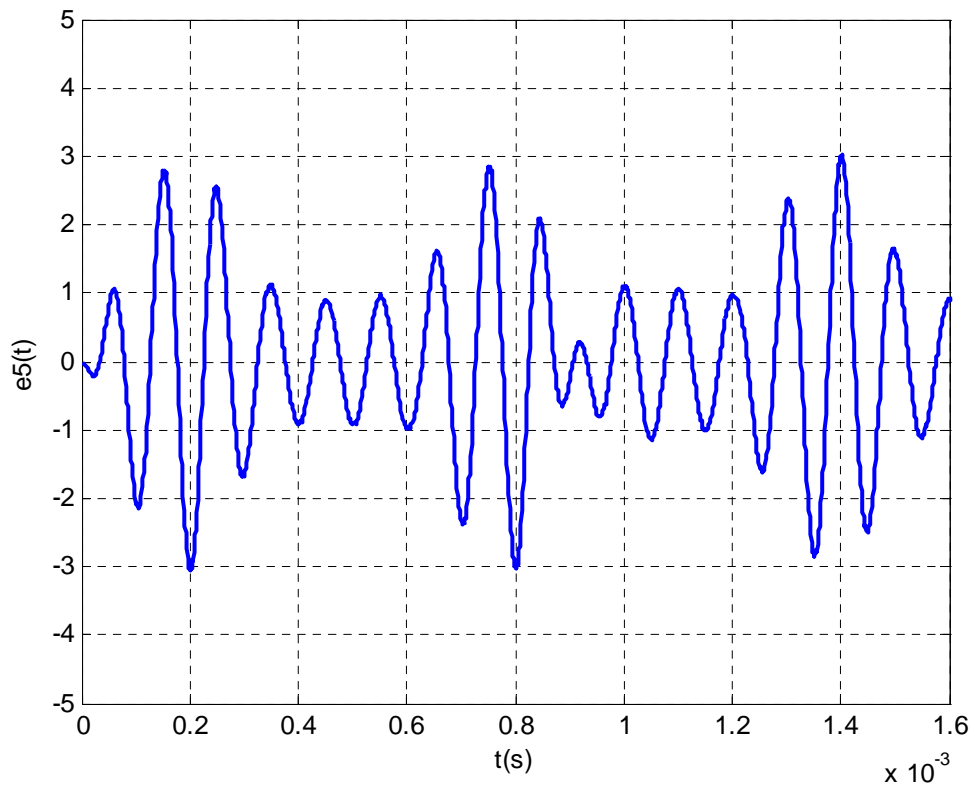


Figure 3.6 : La DSP du signal transmit ASK avec filtrage P. Bande

b. Partie réception

En pratique à la réception il est nécessaire de filtrer le signal par un passe bande, afin de sélectionner le signal souhaité et rejeter les signaux des autres canaux. Après amplification on doit rabaisser la fréquence donc on doit multiplier le signal reçu $e_3(t)$ par la même porteuse d'émission $p_2(t)$ cela est fournie par une boucle à asservissement de phase PLL $p_3(t)$. Dans notre simulation cette partie ne figure pas dans l'étude, alors il suffit de générer une porteuse identique à celle de l'émission $p_3(t) = p_2(t)$ de la figure 3.1. On filtre le signal $e_4(t)$ issu du mélangeur par un filtre P. Bas pour obtenir le signal de la fréquence intermédiaire $e_5(t)$ de la figure 3.1. La figure 3.7 montre le signal $e_4(t)$ et la figure 3.8 montre le signal $e_5(t)$. La figure 3.9 représente la translation du spectre du signal reçu $e_3(t)$. La figure 3.10 montre le spectre du signal filtré $e_4(t)$.

Figure 3.7 : Signal $e_4(t)$ issu du mélangeur de la radio du récepteurFigure 3.8 : Signal $e_5(t)$ issu du filtre passe bas de la partie radio du récepteur

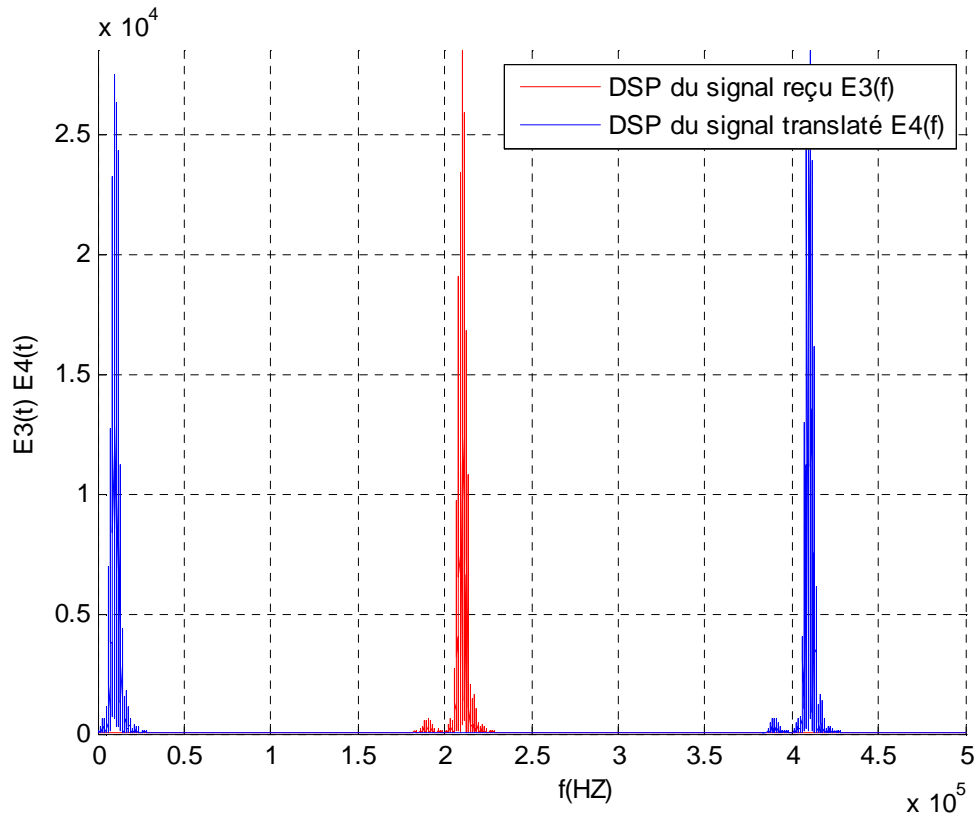


Figure 3.9 : Translation du spectre de signal reçu sur fréquence intermédiaire

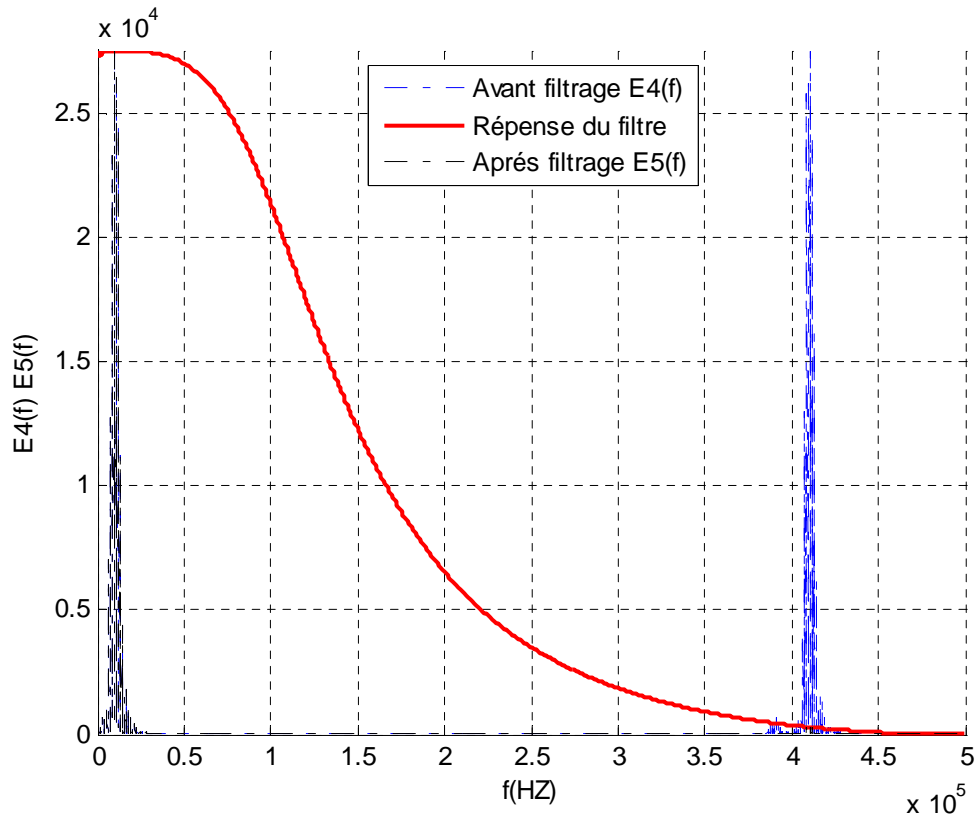


Figure 3.10 : Filtrage du signal pour éliminer la composante haute fréquence et garder celle de la fréquence intermédiaire

Au niveau du démodulateur les signaux issus de l'étage radio partie réception se transforme comme suit

$e_5(t)$ traverse le mélangeur à travers le signal $p_4(t)$ qui est aussi identique à $p(t)$ de la partie émission figure 3.1. Le signal résultant $s_1(t)$ est montré sur la figure 3.11. Delà à travers un filtre P. Bas il devient $s_2(t)$, la réponse de ce filtre plus le DSP du signal $s_2(t)$ sont montrés dans la figure 3.12. Le signal $s_2(t)$ est échantillonné avec une horloge qui récupère les tops de synchronisation par une boucle PLL et après passage à travers un détecteur de seuil qui permet de corriger le signal devient $m_r(t)$. Après passage à travers le CAN on obtient le signal $d_r(t)$ qu'on veut être identique avec $d(t)$ c'est à dire sans erreurs.

La figure 3.13 montre aussi une comparaison entre le signal corrigé $m_r(t)$ et signal détecté en bande de base avant correction $s_2(t)$.

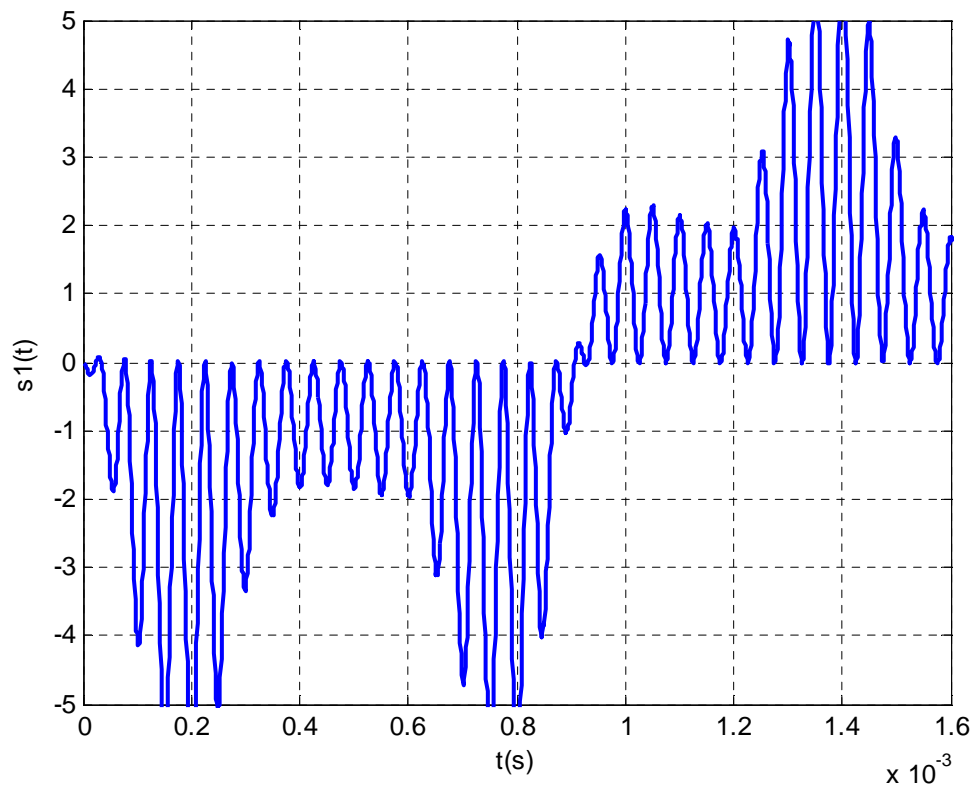
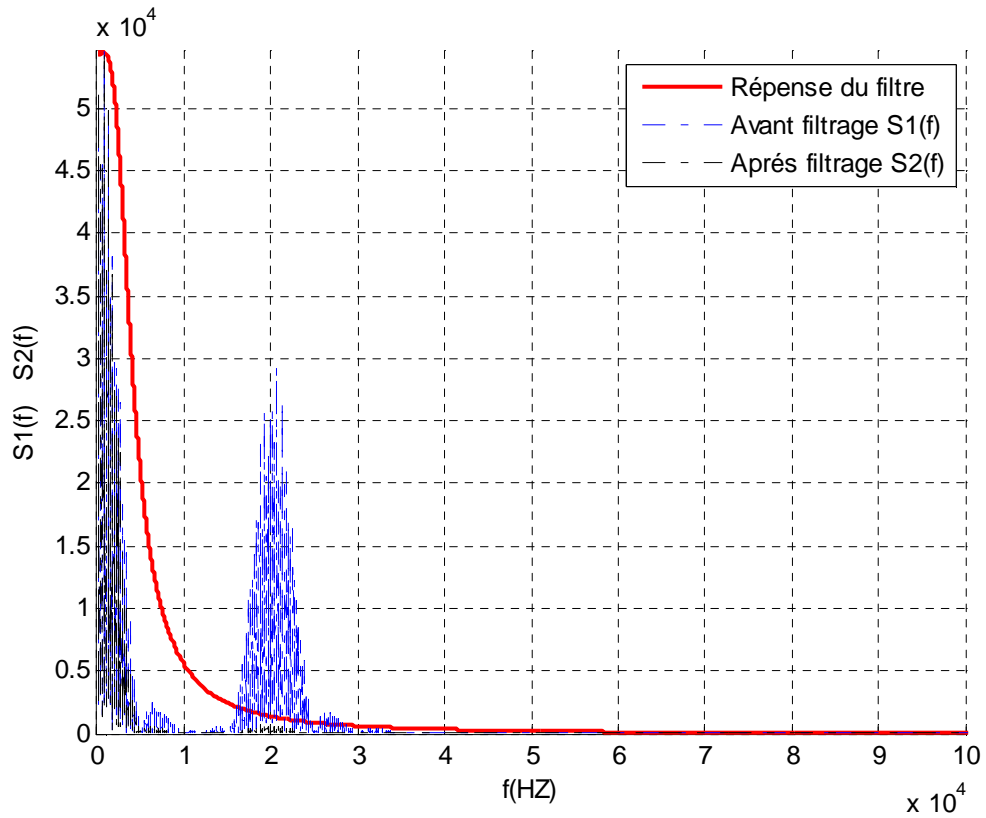
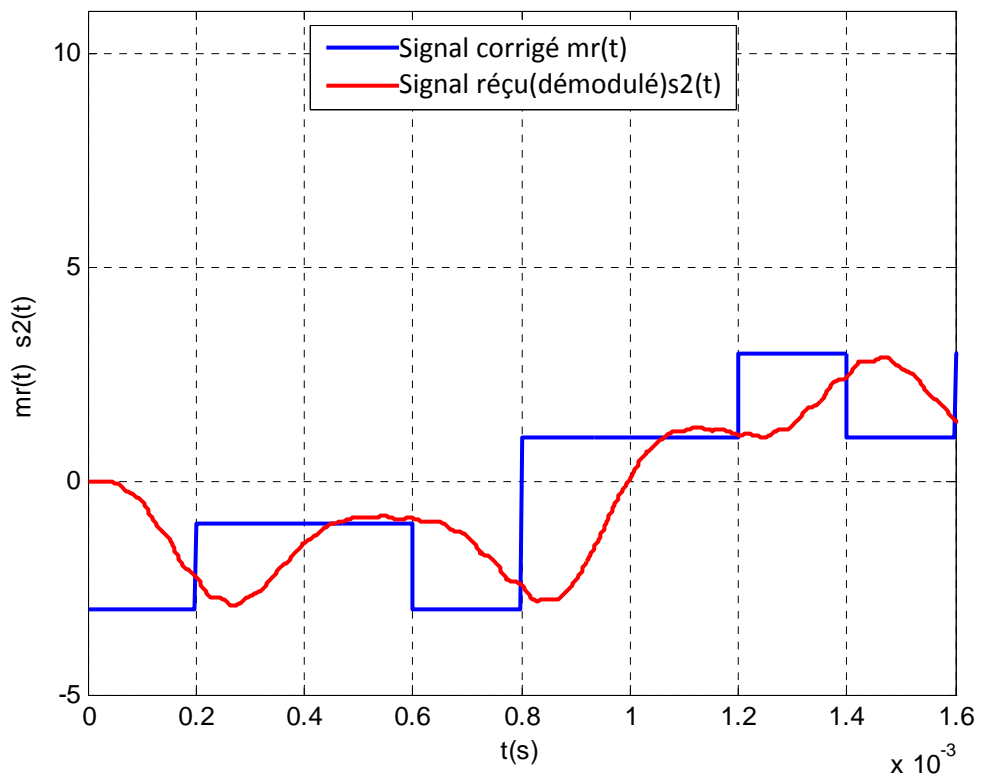


Figure 3.11 : Signal $s_1(t)$ issu du mélangeur du modulateur

Figure 3.12 : Filtrage passe bas pour garder le spectre voulu $S_2(t)$ Figure 3.13 : Comparaison du signal démodulé $s_2(t)$ avec le signal corrigé $m_r(t)$

On a aussi deux diagrammes qui sont définies au chapitre 2.3.1 et 2.3.2 qui nous permettent de juger la qualité de transmission des symboles :

La figure 3.14 compare le diagramme de constellation des symboles émis et reçus sans bruit, on voit qu'il y a un léger décalage à cause du retard, ainsi la dispersion des points devient plus en plus flou quand le bruit augmente. Les figures 3.15, 3.16 et 3.17 montrent l'influence du rapport signal/ bruit sur la détection des symboles reçus.

La figure 3.18 montre un diagramme d'œil de 4-ASK sans bruit, et on voit bien dans les figures 3.19, 3.20 et 3.21 que les yeux se ferment plus le bruit augmente.

La figure 3.22 Montre l'effet de désynchronisation de l'horloge sur la détection des symboles.

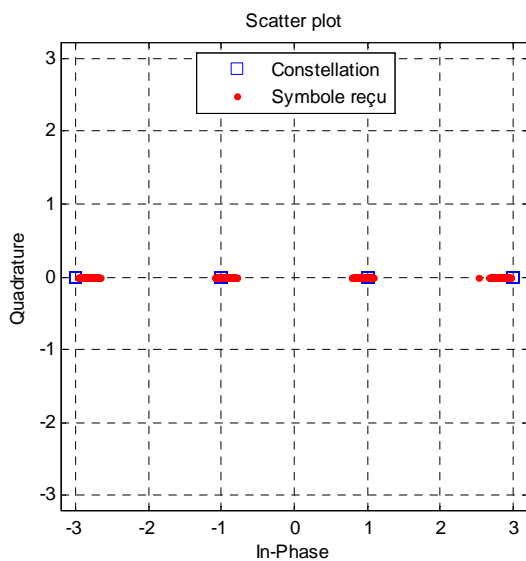


Figure 3.14 : Constellation 4-ASK sans bruit

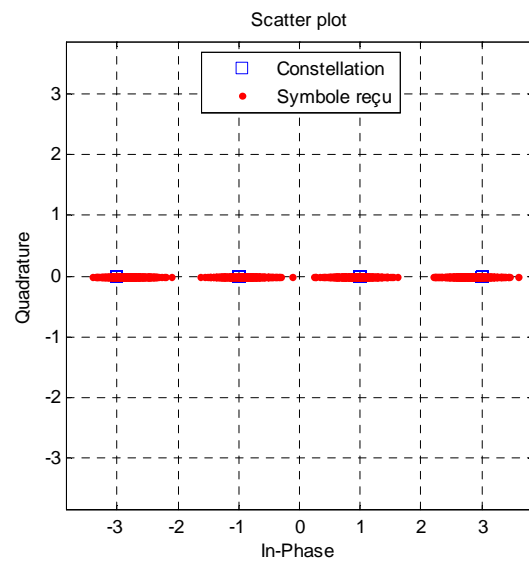


Figure 3.15 : Constellation 4-ASK avec bruit
S/B = 16dB

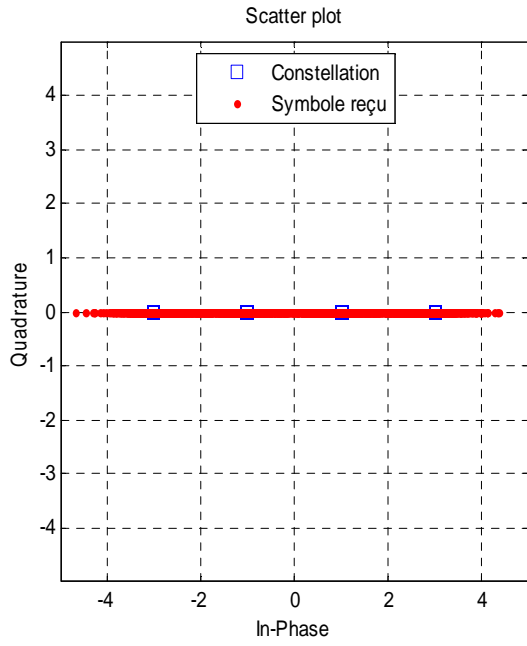


Figure 3.16 : Constellation 4-ASK avec bruit
S/B = 8dB

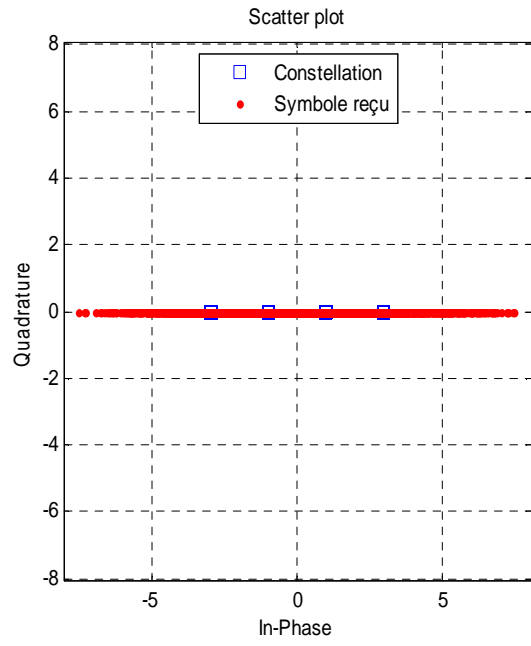


Figure 3.17 : Constellation 4-ASK avec bruit
S/B = -2dB

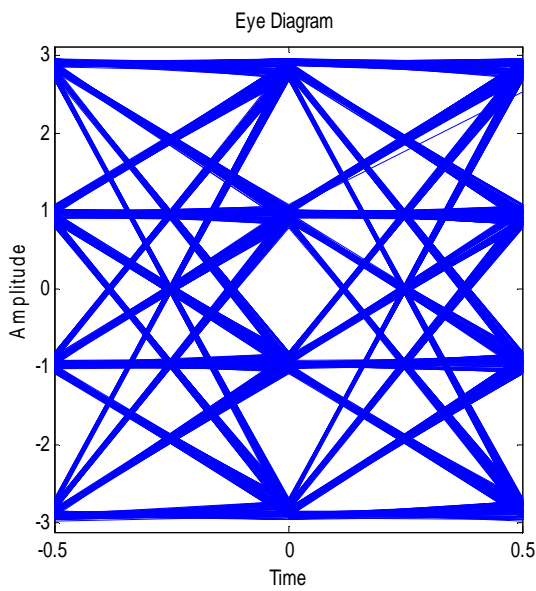


Figure 3.18 : Diagramme d'œil 4-ASK
sans bruit

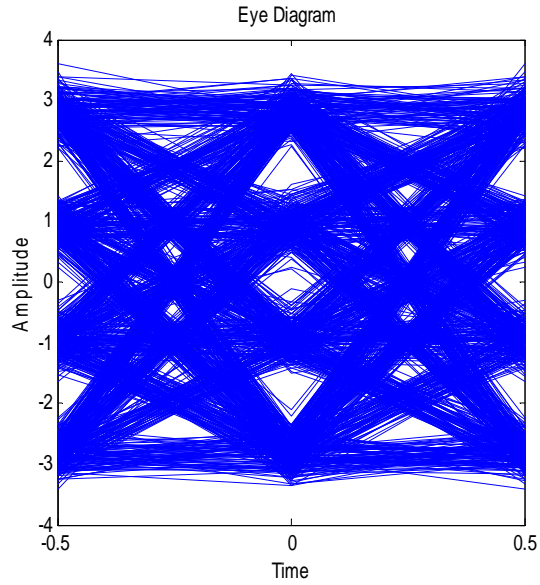


Figure 3.19 : Diagramme d'œil 4-ASK
avec bruit S/B = 16

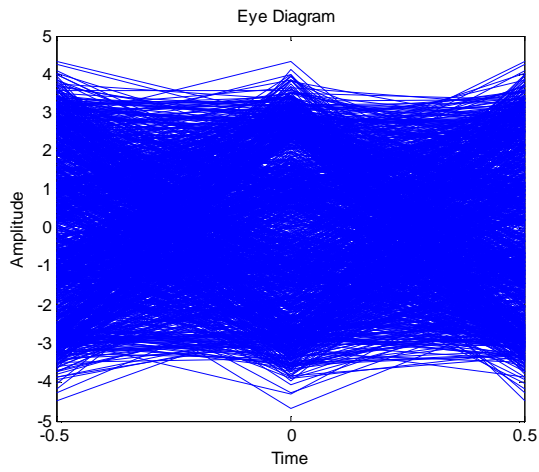


Figure 3.20 : Diagramme d'œil 4-ASK
avec bruit $S/B = 8$

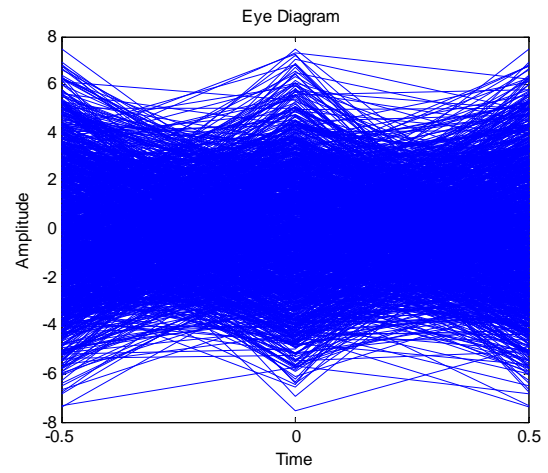


Figure 3.21 : Diagramme d'œil 4-ASK
avec bruit $S/B = -2$

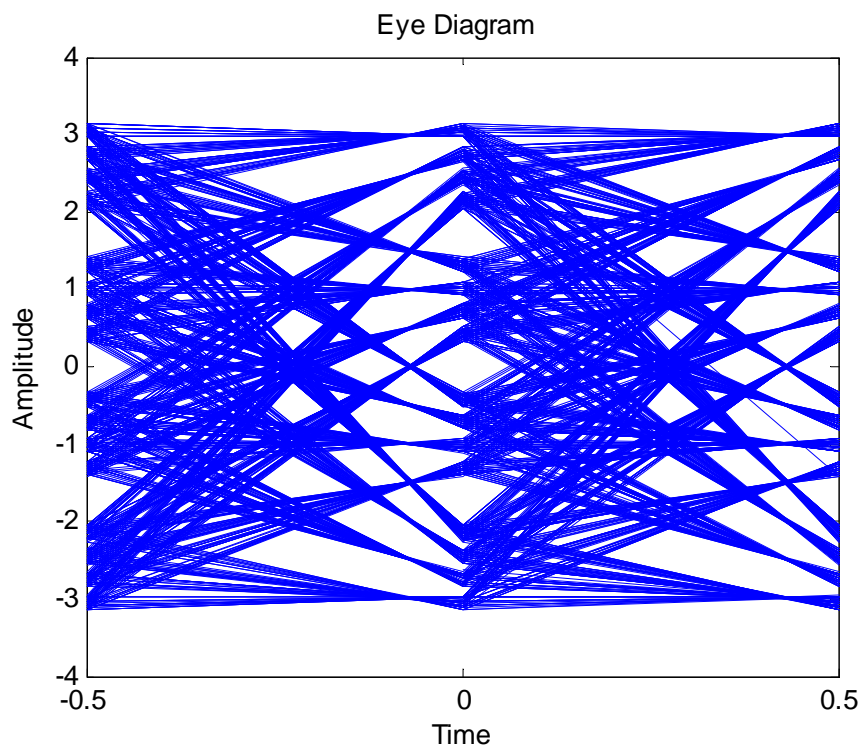


Figure 3.22 : Diagramme d'œil 4-ASK sans bruit avec mal synchronisation

Maintenant on essayera de voir l'influence du rapport S/B sur la probabilité d'erreur de réception. On résumera l'évaluation de cette influence par une courbe qui passe par les points carrés qui sont les point de testes.

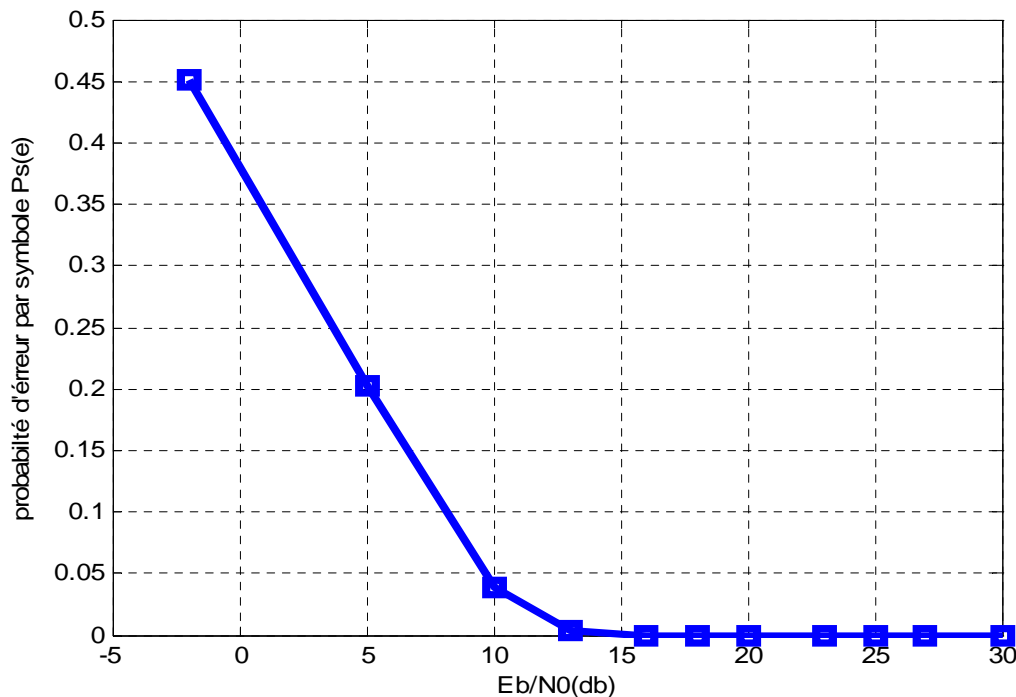


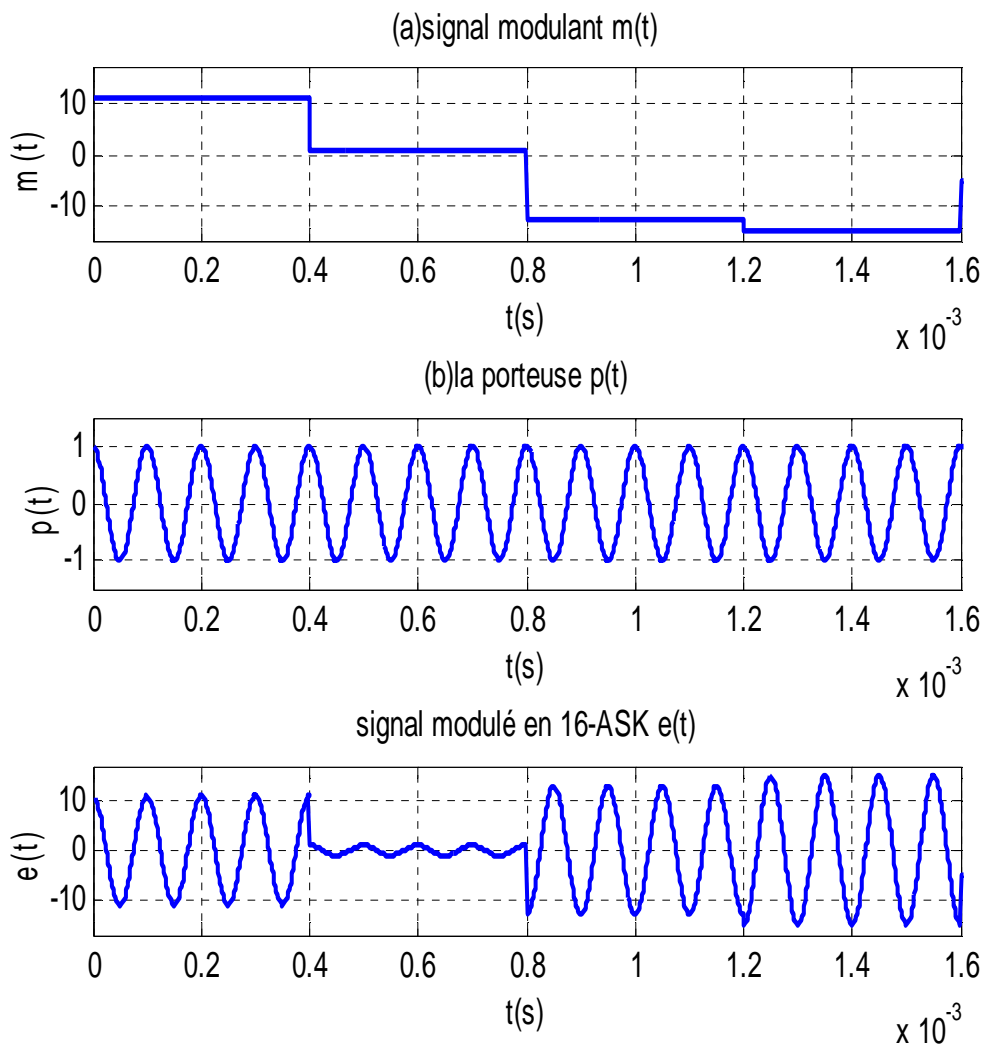
Figure 3.23 : Probabilité d'erreur par symbole de la 4-ASK

D'après la figure 3.23 on déduit que pour avoir une bonne émission/ réception de la 4-ASK il faut que le rapport S/B soit supérieur à 15dB.

3.2.2. La 16-ASK

On reprend la chaîne précédente de la figure 3.1 on a le même raisonnement. Donc on n'est pas obligé de refaire toutes les simulations, car on a que la partie CNA qui fournit 16 amplitudes différentes au lieu de 4, on montre sur la figure 3.21 (a),(b) et (c) respectivement

le signal modulant $m(t)$ et le signal de la porteuse $p(t)$ qu'après la multiplication on obtient le signal modulé $e(t)$.



a : signal modulant $m(t)$

b : signal de la porteuse $p(t)$

c : signal modulé $e(t)$

Figure 3.24 : Signal modulé $e(t)$ 16-ASK sur une fréquence intermédiaire

On déduit de la figure 3.24 que la durée d'un symbole augmente par rapport à la durée de symbole de la modulation 4-ASK figure 3.3 (a), qui est égale au double. Cela traduit qu'avec l'augmentation de M (de nombre de symbole), augmente le nombre de bit transmis par symbole donc on aura un gain de durée d'un bit à chaque fois.

On compare les diagrammes de constellation et d'œil comme on a fait dans la 4-ASK, on a les mêmes remarques, on retracera la courbe qui montre l'erreur d'un symbole par rapport au rapport Signal/ Bruit dans la figure 3.

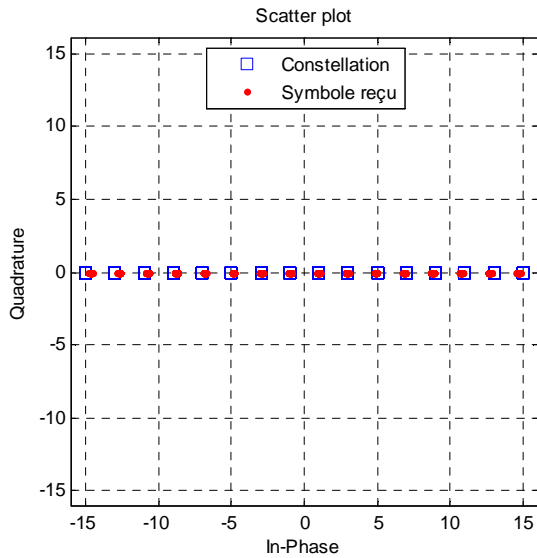


Figure 3.25 : Constellation 16-ASK sans bruit

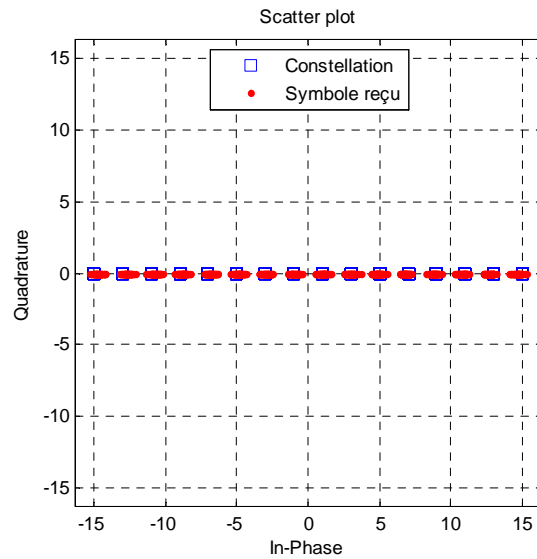


Figure 3.26 : Constellation 16-ASK avec bruit $S/B = 25\text{dB}$

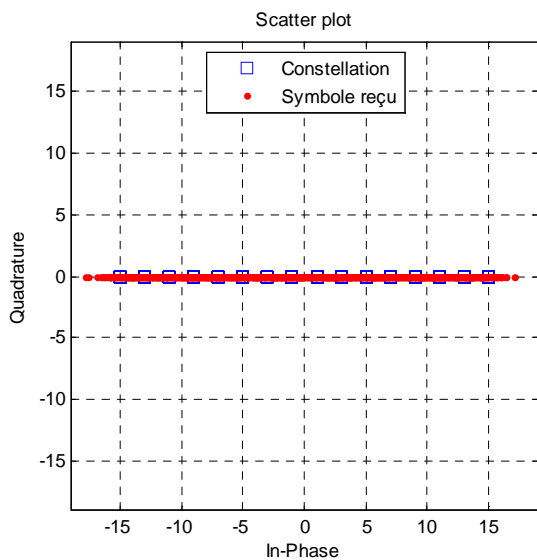


Figure 3.27 : Constellation 16-ASK avec bruit $S/B = 10\text{dB}$

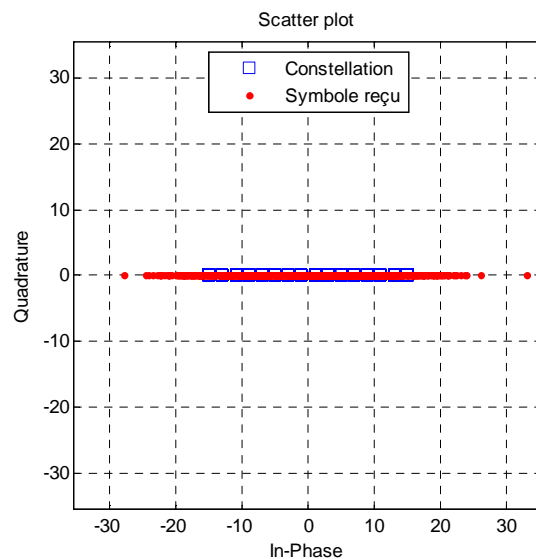


Figure 3.28 : Constellation 16-ASK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$

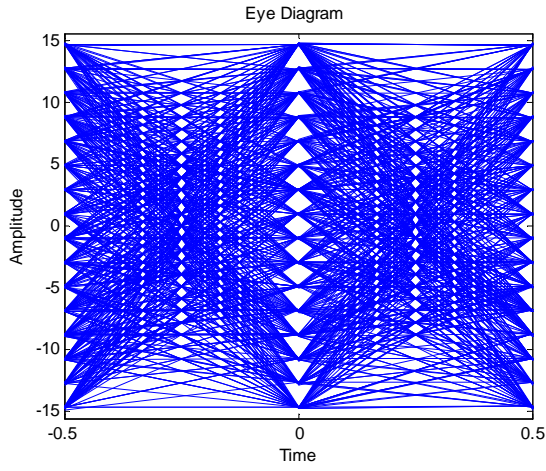


Figure 3.29 : Diagramme d'œil 16-ASK sans bruit

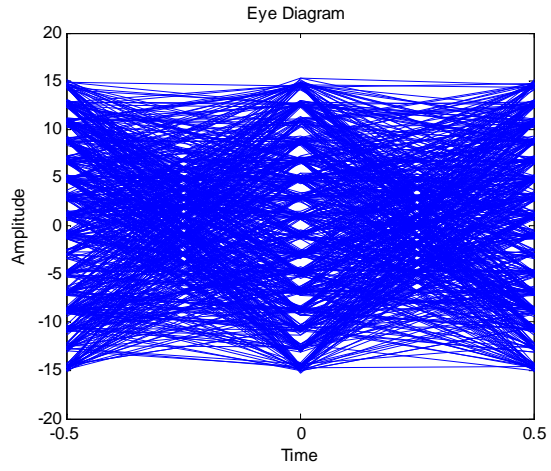


Figure 3.30 : Diagramme d'œil 16-ASK avec bruit S/B = 25dB

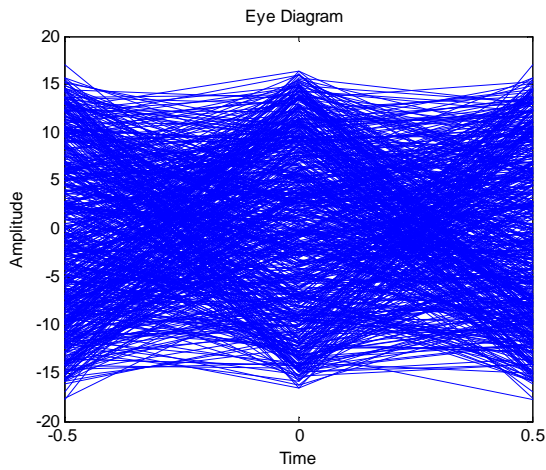


Figure 3.31 : Diagramme d'œil 16-ASK avec bruit S/B = 10dB

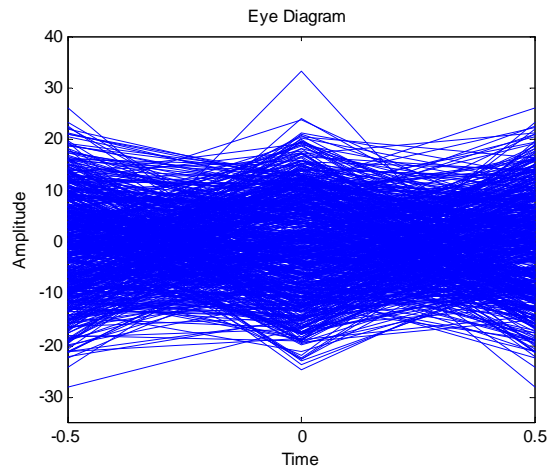


Figure 3.32 : Diagramme d'œil 16-ASK avec bruit S/B = -2dB

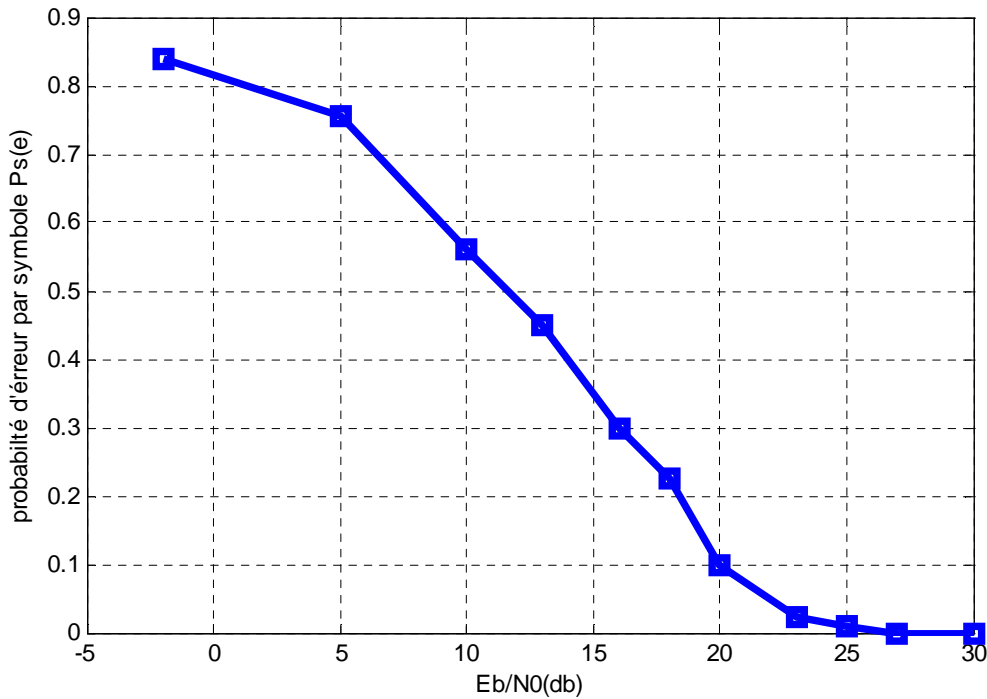


Figure 3.33 : Probabilité d'erreur par symbole de la 16-ASK

D'après la figure 3.33 on déduit que pour avoir une bonne émission/ réception de la 16-ASK il faut que le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ soit supérieur à 25dB. Ce qui est plus grand du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ de la 4-ASK, on remarque qu'il y a une différence de 10dB de plus.

3.2.4. Interprétations sur la M-ASK

On reprend les courbes précédentes des figures 3.23 et 3.33 et on verra qu'elle est l'influence du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ sur la probabilité d'erreur des symboles à chaque fois M augmente.

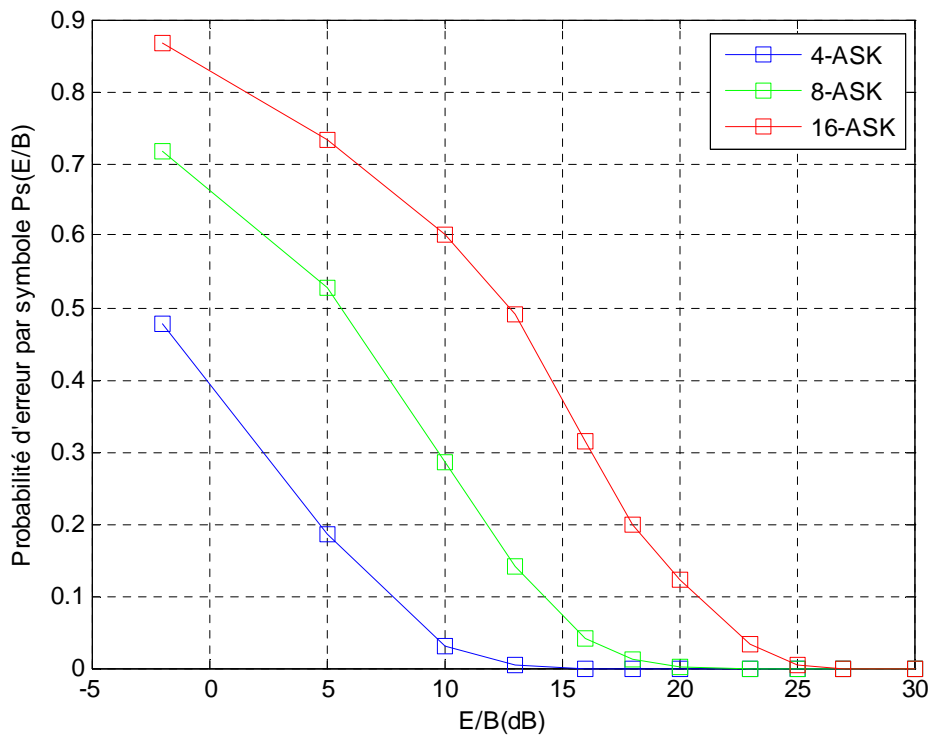


Figure 3.34 : Comparaison entre les probabilités d'erreur P_s de la M-ASK

Cette probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ est tracée en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ et du paramètre M . On peut alors constater que pour conserver une probabilité d'erreur par symbole constante lorsque M augmente, il faut aussi augmenter le rapport $\frac{E_b}{N_0}$; Autrement dit, il faut augmenter l'énergie émise par bit E_b pour chaque bit ajouté.

Pour $M = 8$, le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ nécessaire à une probabilité d'erreur 0.1 est 7 dB plus grand que pour $M = 4$. Le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ doit être augmenté de 7 dB chaque fois que l'on double M c'est-à-dire chaque fois que l'on ajoute un bit par symbole émis.

La tentation d'augmenter M est grande mais présente les avantages et les inconvénients suivants :

- L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$ augmente, pour B constante.
- Malheureusement, la probabilité d'erreur par symbole $P_s(E/B)$ augmente aussi Figure 3.34 et pour ne pas la dégrader, il sera nécessaire d'augmenter l'énergie émise par bit E

3.3. Simulations de La M-PSK

3.3.1. La 4-PSK

On reprend le signal $d(t)$ de la figure 3.2 qui est en bande de base. Dans cette modulation le signal $d(t)$ sera divisé en deux signaux, un en phase et l'autre en quadrature de phase (ou bien un sur la voie paire et l'autre sur la voie impaire), la figure 3.30 montre cette opération qui montre bien le gain en temps de bit qui sera doublé dans les deux signaux issu de l'original $d(t)$. Les figures 3.35 et 3.36 montrent les schémas synoptiques du modulateur et du démodulateur M-PSK

Les figures 3.38 et 3.39 montre le signal modulant en phase $m_1(t)$ et le signal modulant en quadrature de phase $m_2(t)$ qu'après la multiplication avec la porteuse seront modulés respectivement $e_1(t)$ et $e_2(t)$. La figure 3.40 montre le signal $e(t)$ modulé en 4-PSK sur une fréquence intermédiaire.

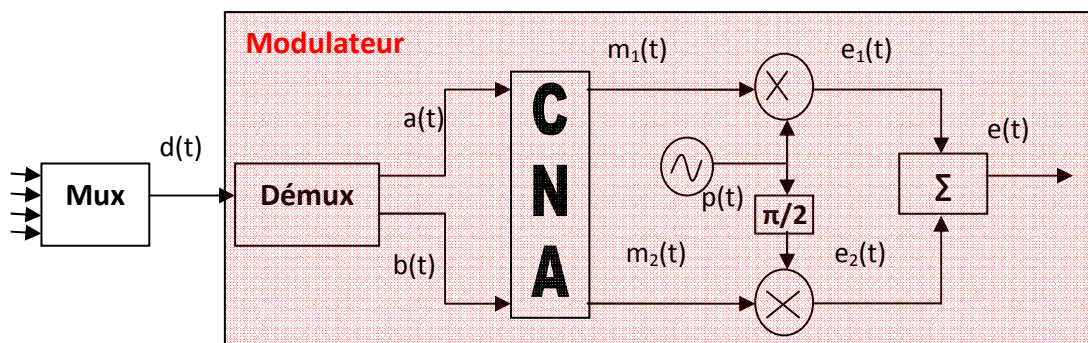


Figure 3.35 : Schéma synoptique d'un modulateur M-PSK

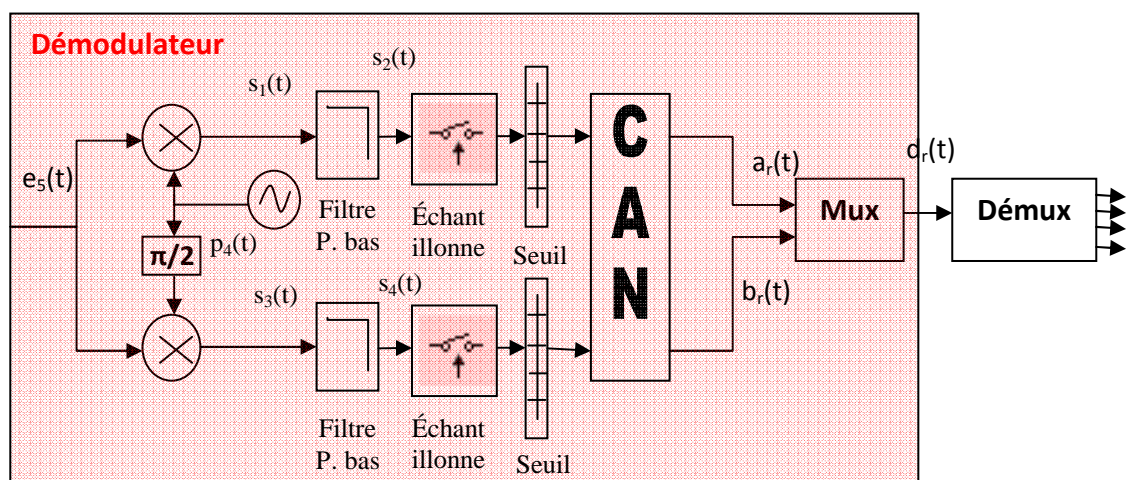


Figure 3.36 : Schéma synoptique d'un démodulateur M-PSK

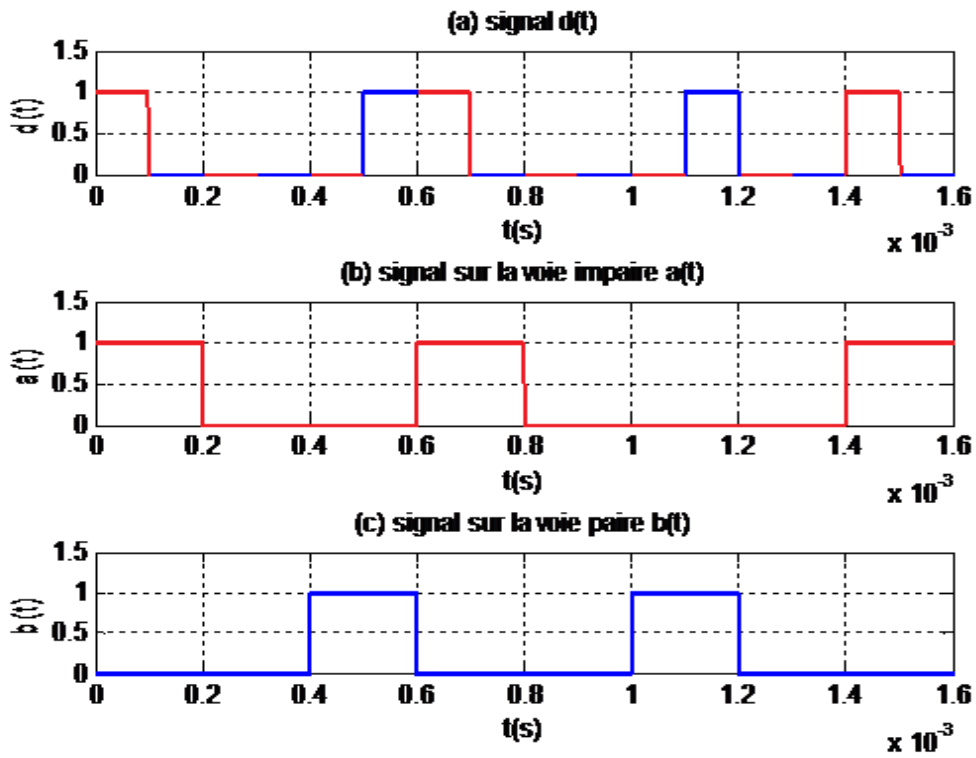


Figure 3.37 : Démultiplexage de $d(t)$ sur les deux voies (b) et (c)

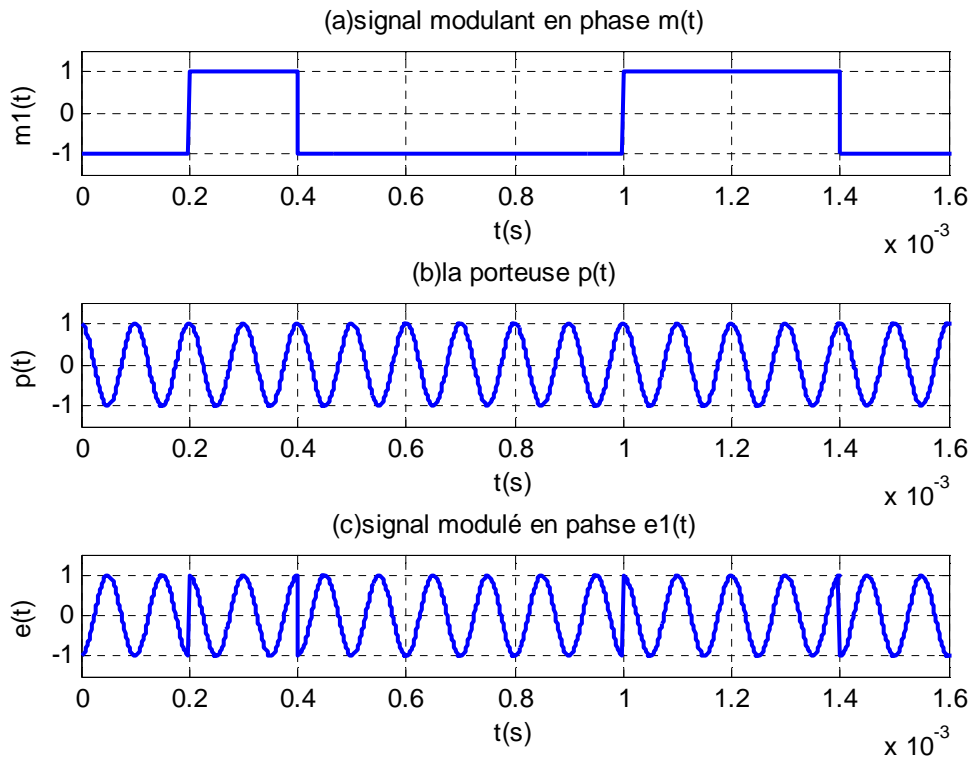


Figure 3.38 : Signal $e_1(t)$ modulé en phase sur fréquence intermédiaire

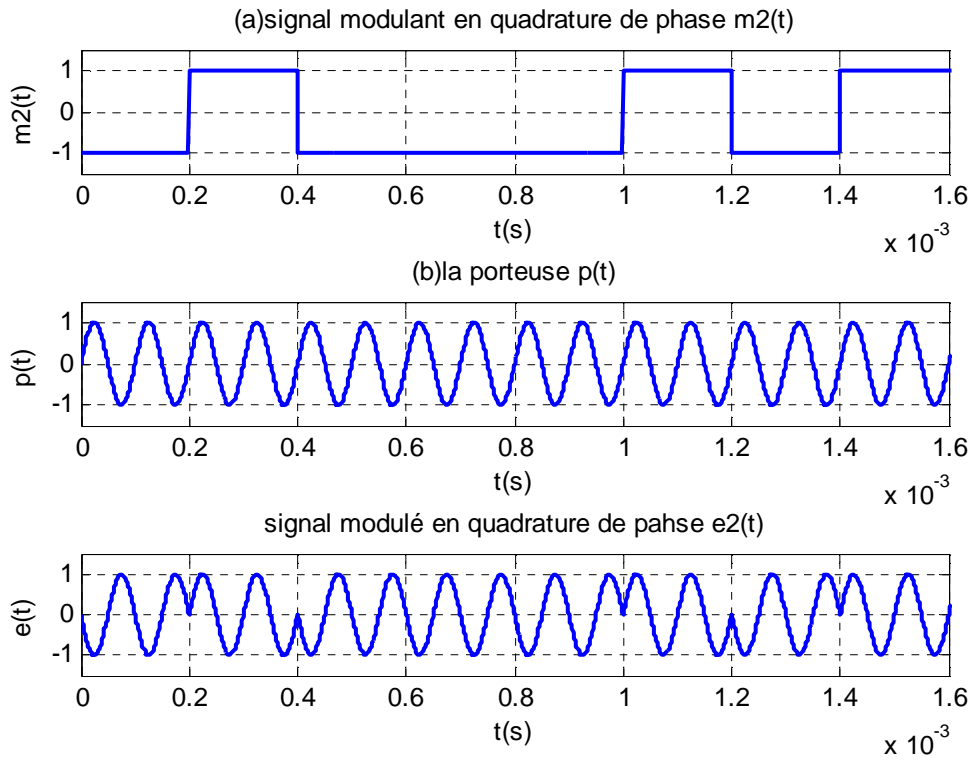


Figure 3.39 : Signal $e_2(t)$ modulé en quadrature de phase sur fréquence intermédiaire

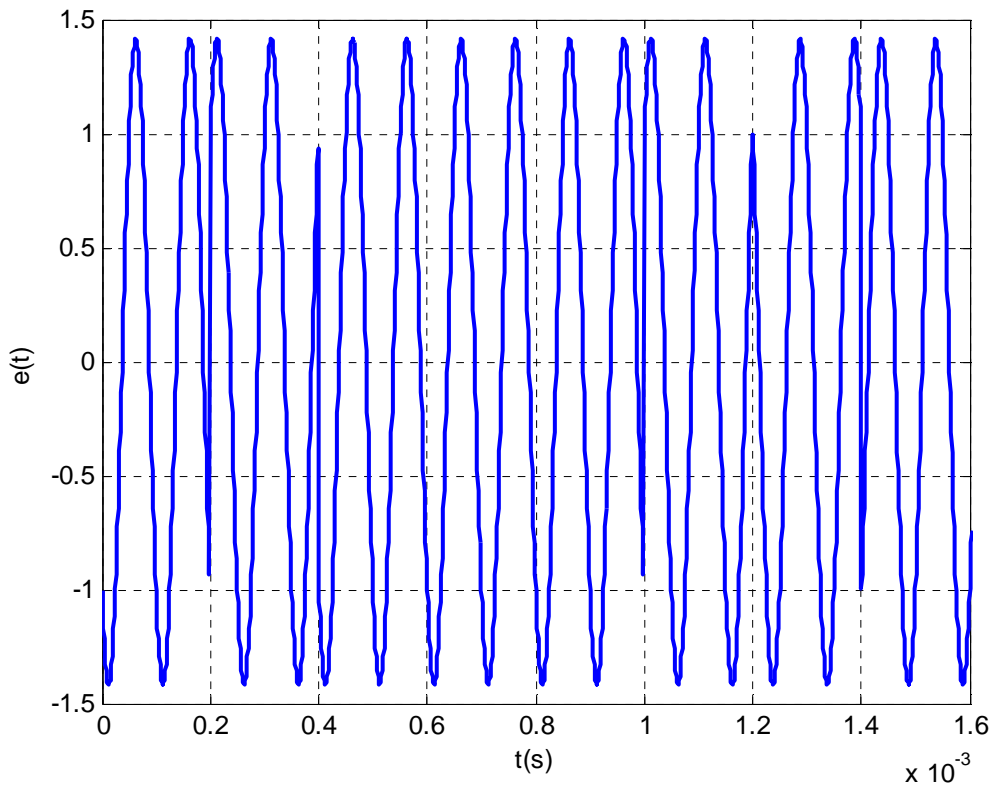


Figure 3.40 : Signal modulé $e(t)$ 4-PSK sur fréquence intermédiaire

Les mêmes étapes de 4-ASK se répètent pour celle-ci. Donc seulement on compare les diagrammes des constellations figures 3.41, 3.42, 3.43 et 3.44 et les diagrammes d'œil les figures 3.45, 3.46, 3.47 et 3.48, en augmentant le bruit et on retracera la courbe de probabilité d'erreur par symbole dans la figure 3.49.

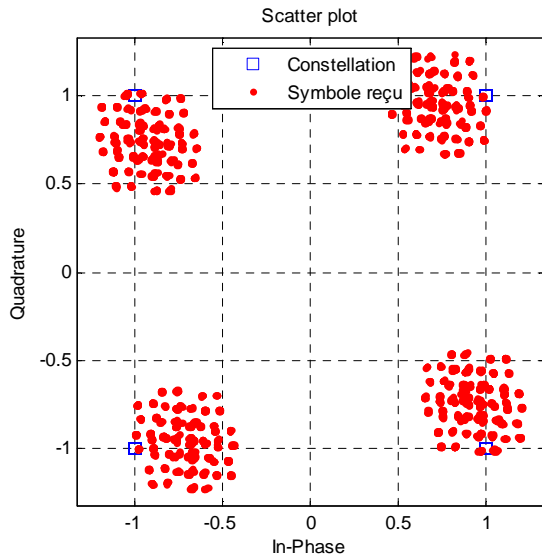


Figure 3.41 : Constellation 4-PSK sans bruit

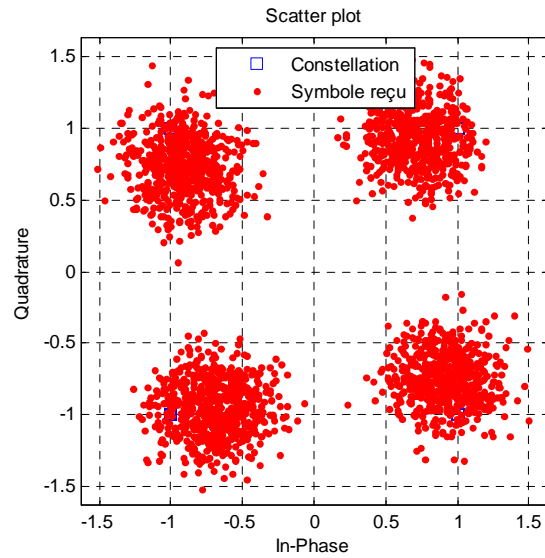


Figure 3.42 : Constellation 4-PSK avec bruit

$S/B = 12\text{dB}$

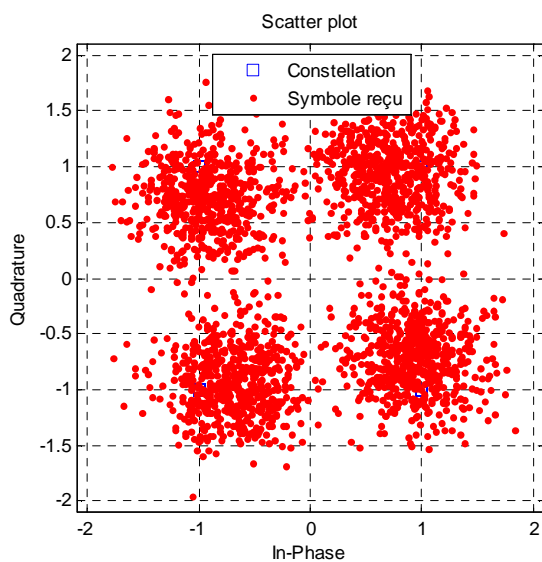


Figure 3.43 : Constellation 4-PSK avec bruit

$S/B = 6\text{dB}$

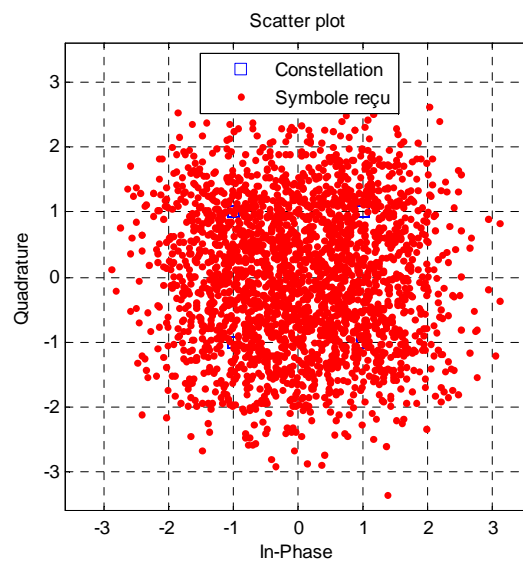


Figure 3.44 : Constellation 4-PSK avec bruit

$S/B = -2\text{dB}$

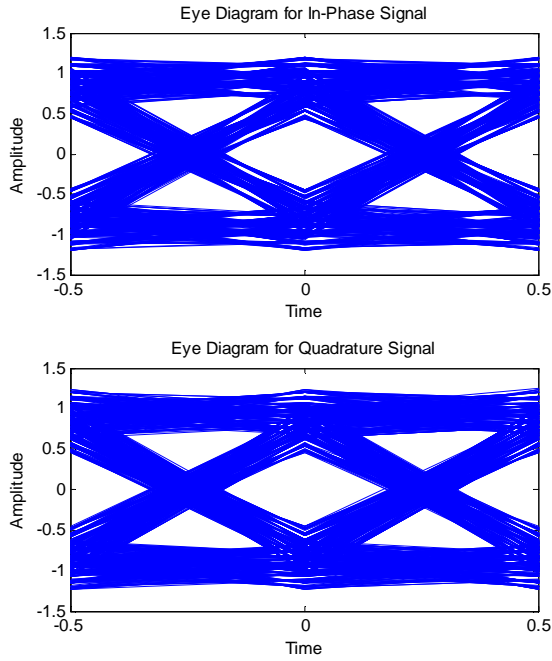


Figure 3.45 : Diagramme d'œil 4-PSK sans bruit

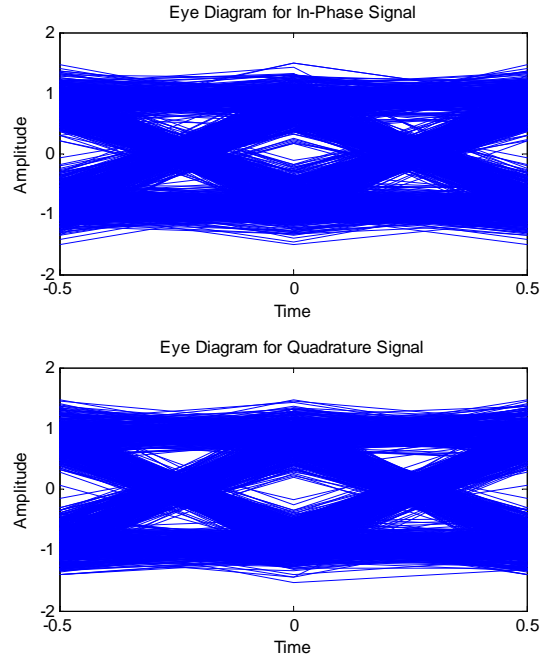


Figure 3.46 : Diagramme d'œil 4-PSK avec bruit $S/B = 12\text{dB}$

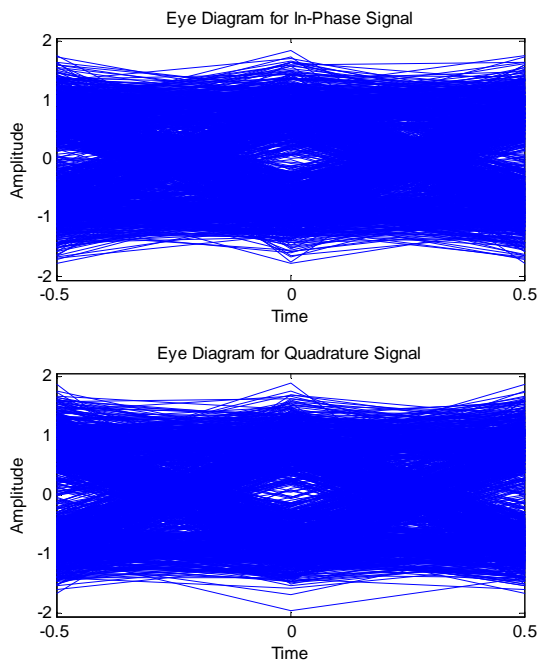


Figure 3.47 : Diagramme d'œil 4-PSK avec bruit $S/B = 6\text{dB}$

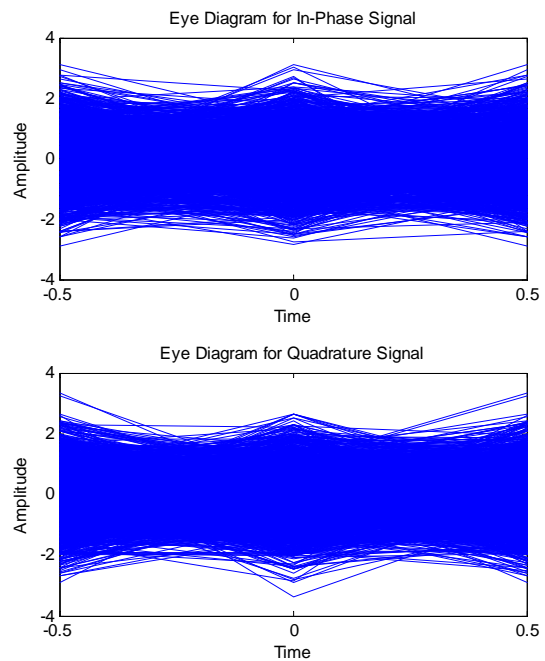


Figure 3.48 : Diagramme d'œil 4-PSK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$

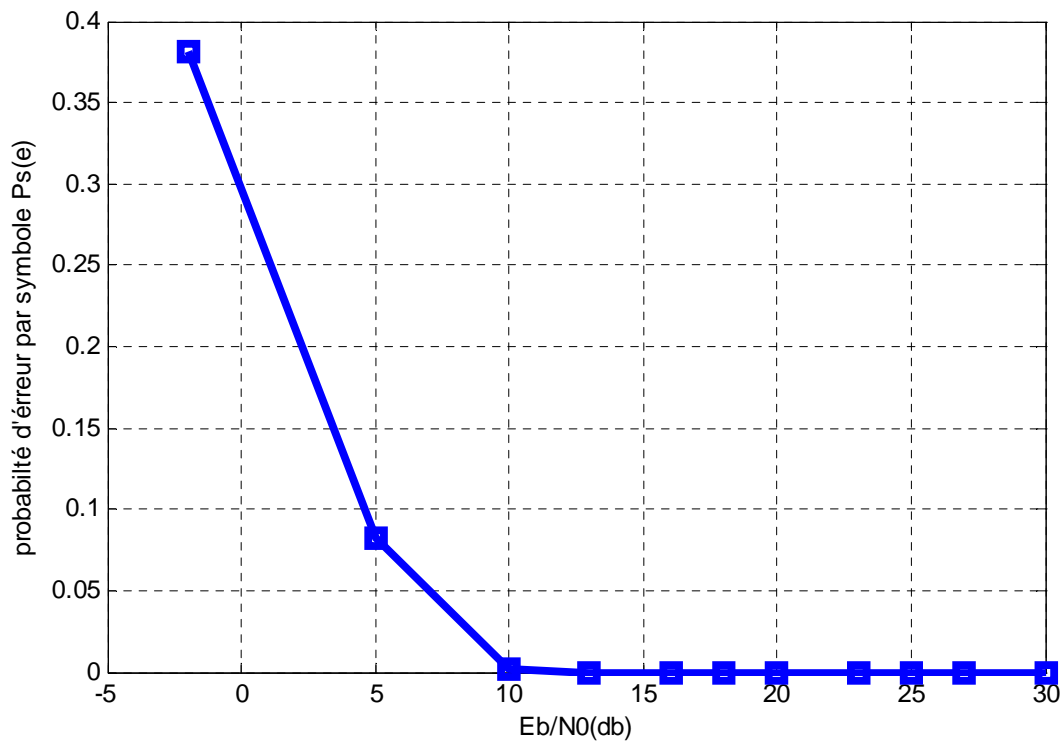


Figure 3.49 : Probabilité d'erreur par symbole de la 4-PSK

D'après la figure 3.49 on déduit que pour avoir une bonne émission/ réception de la 4-PSK il faut que le rapport S/B soit supérieur à 10dB.

3.3.3. La 16-PSK

On refait la même chose pour la 16-PSK on augmente le bruit et en compare :

Les figures 3.50, 3.51, 3.52 et 3.53 montrent les diagrammes de constellation

Les figures 3.54, 3.55, 3.56 et 3.57 montrent les diagrammes d'œil.

On retracera la courbe de la figure 3.58 qui résume la probabilité d'erreur par rapport au rapport Signal/Bruit.

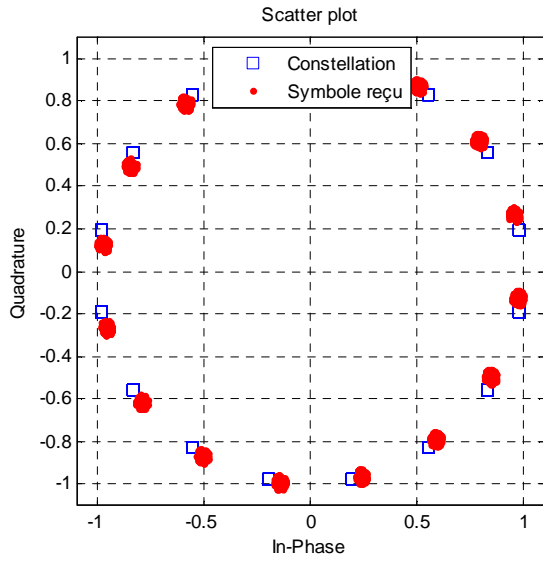


Figure 3.50 : Constellation 16-PSK sans bruit

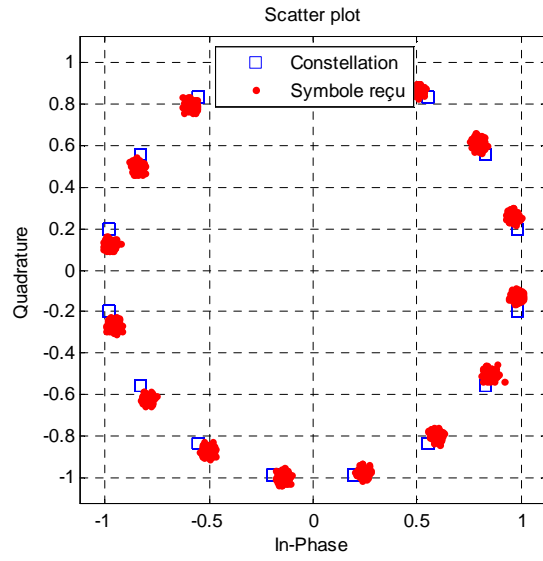


Figure 3.51 : Constellation 16-PSK avec bruit $S/B = 23\text{dB}$

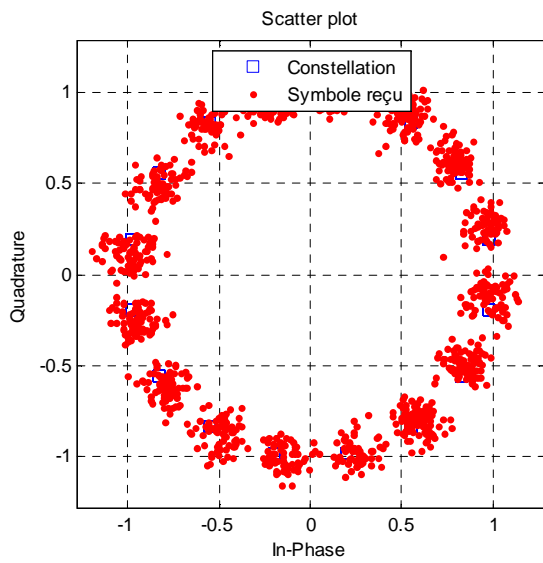


Figure 3.52 : Constellation 16-PSK avec bruit $S/B = 6\text{dB}$

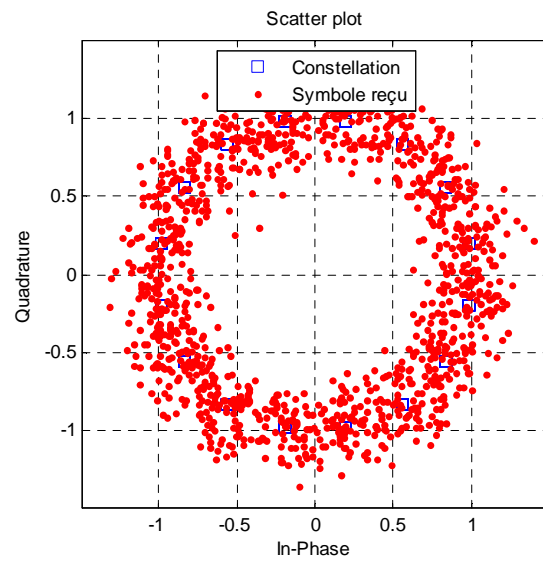


Figure 3.53 : Constellation 16-PSK avec bruit $S/B = -2\text{dB}$

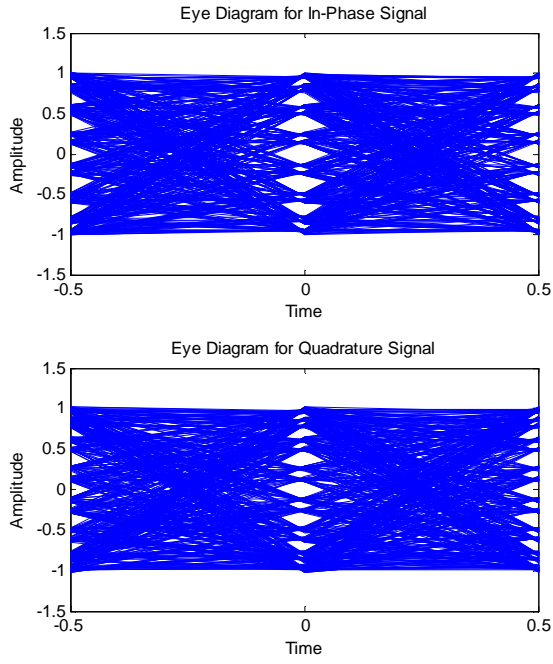


Figure 3.54 : Diagramme d'œil 16-PSK sans bruit

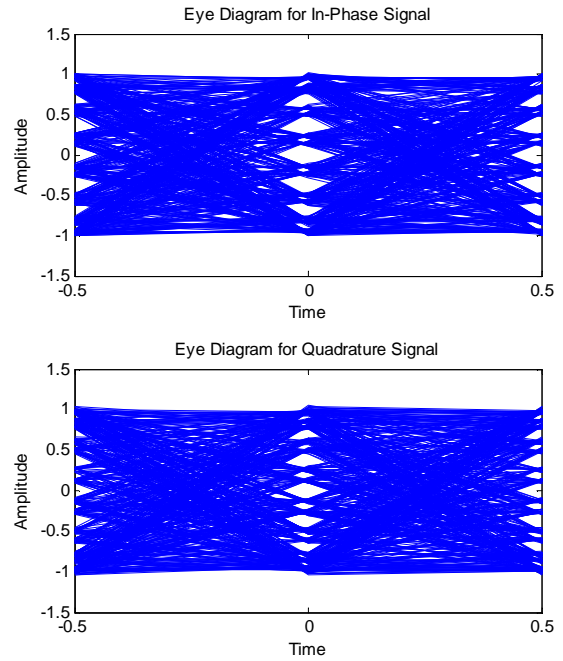


Figure 3.55 : Diagramme d'œil 16-PSK avec bruit S/B = 23dB

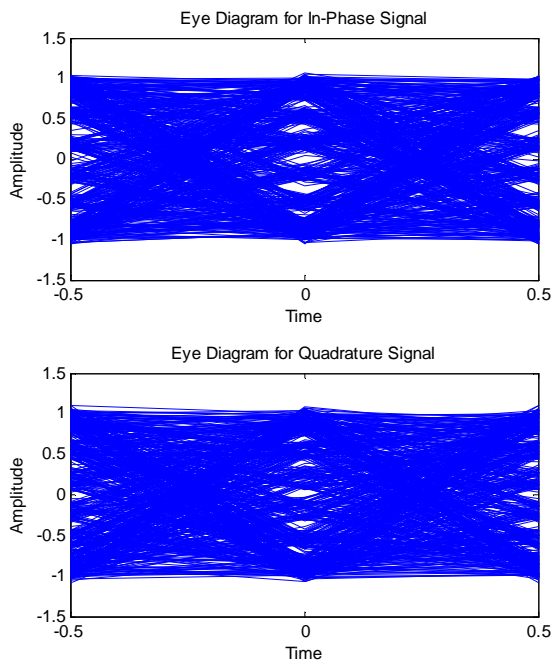


Figure 3.56 : Diagramme d'œil 16-PSK avec bruit S/B = 10dB

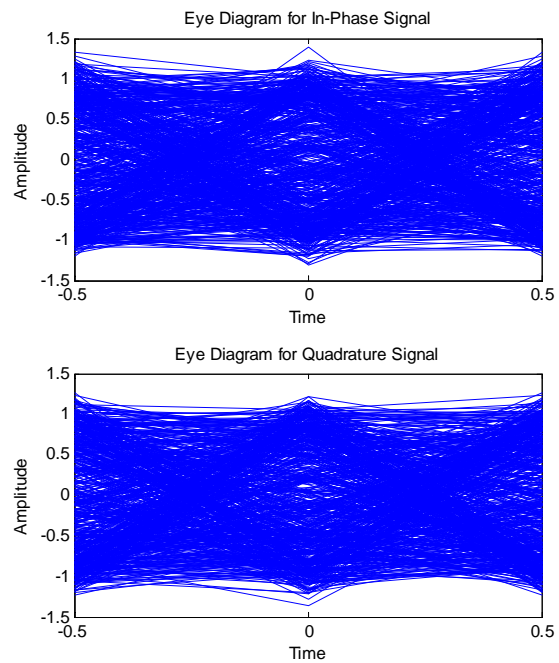


Figure 3.57 : Diagramme d'œil 16-PSK avec bruit S/B = -2dB

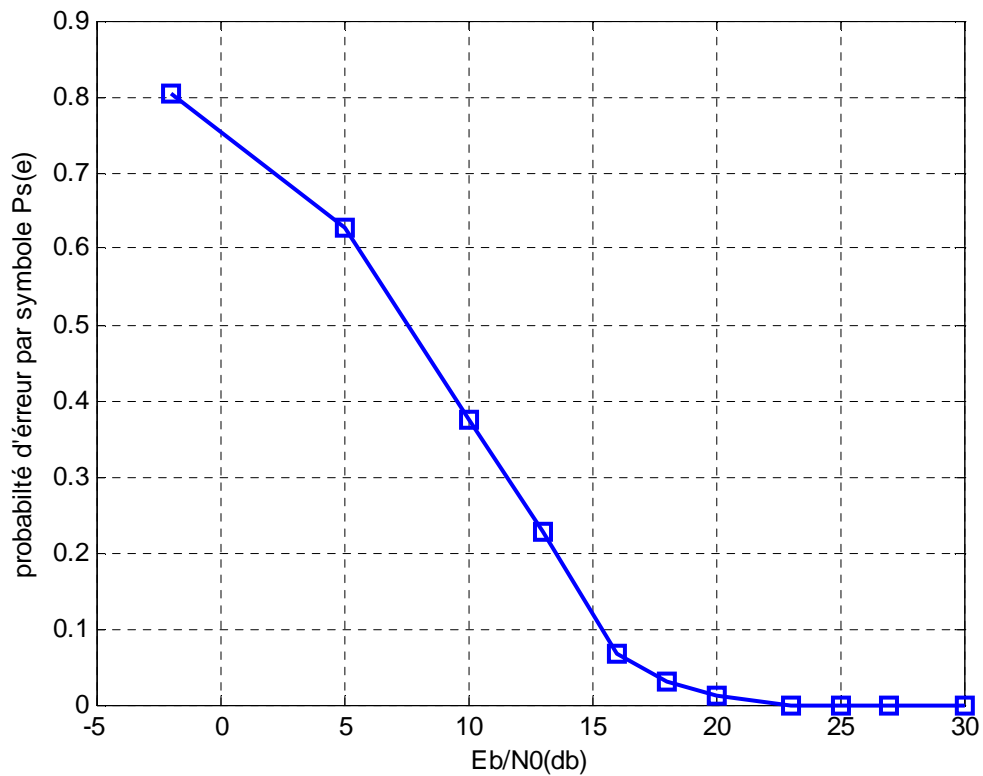


Figure 3.58 : Probabilité d'erreur par symbole de la 16-PSK

D'après la figure 3.58 on déduit que pour avoir une bonne émission/ réception de 16-PSK il faut que le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ soit supérieur à 23dB. Qui est plus grand par rapport au rapport $\frac{E_b}{N_0}$ de la 4-PSK de 13 dB.

3.3.3. Interprétations sur la M-PSK

On reprend les courbes précédentes des figures 3.49 et 3.58 et on verra qu'elle est l'influence du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ sur la probabilité d'erreur des symboles à chaque fois M augmente.

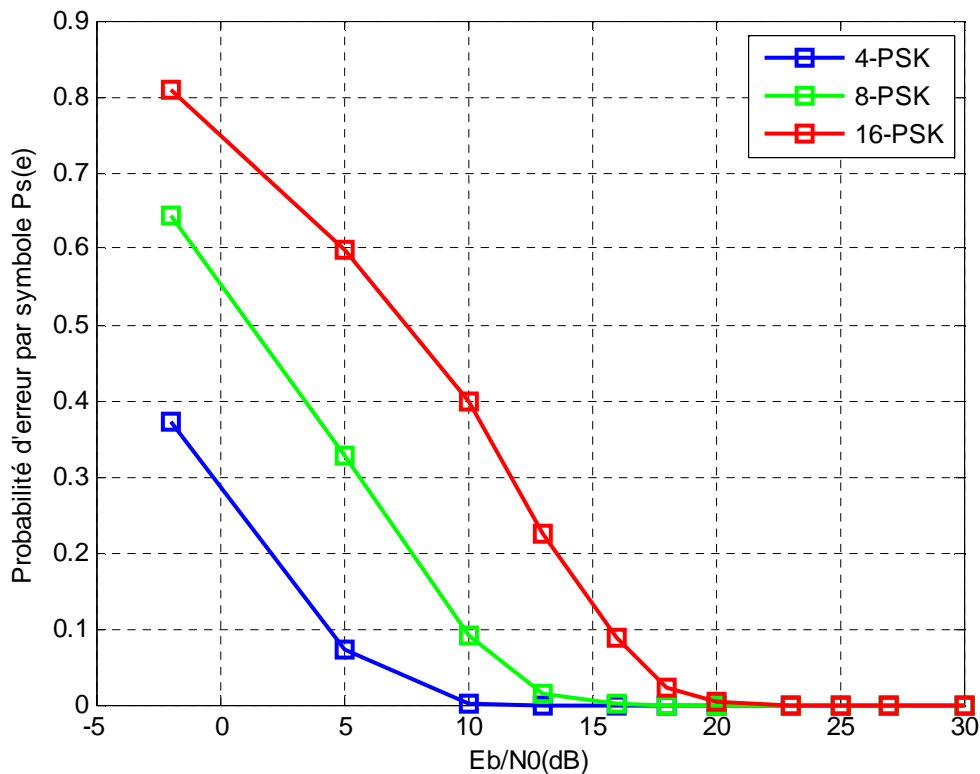


Figure 3.59 : Comparaison entre les probabilités d'erreur P_s de la M-PSK

Dans la figure 3.59 la probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ est tracée pour M allant de 4 à 16 en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$. On constate que pour conserver une probabilité d'erreur par symbole constante lorsque M augmente, il faut aussi augmenter le rapport $\frac{E_b}{N_0}$. Autrement dit, il faut augmenter l'énergie émise par bit E_b à chaque fois que l'on ajoute un bit par symbole émis.

La tentation d'augmenter M est grande et présente les avantages et les inconvénients suivants

- L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{T_B} \log_2 M$ augmente, (pour une largeur de la bande B).
- La probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente aussi, et, donc il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit, cette augmentation restant raisonnable jusqu'à $M = 8$.
- Nous avons vu que la complexité de l'ensemble émission/réception de la PSK augmente avec M . Cependant cette complexité fait de la PSK une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 8 avec de bonnes performances.
- Dans les inconvénients de la PSK, citons l'existence de sauts de phase importants de $\pm \pi$ radians qui font apparaître des discontinuités d'amplitude.

3.4. Simulations de la M-QAM

3.4.1. La 4-QAM

La modulation QAM est presque identique à la PSK sauf on a le CNA est indépendant par rapport au PSK. Ce qu'ils montrent les figures 3.60 et 3.61 des schémas synoptiques du modulateur et démodulateur QAM.

On refait la même chose que la M-PSK, donc on suffit de montrer les diagrammes de constellations dans les figures 3.62, 3.63, 3.64 et 3.65 et les diagrammes d'œil dans les figures 3.66, 3.67, 3.68 et 3.69 les autres figures sont les mêmes donc on évitera la répétition.

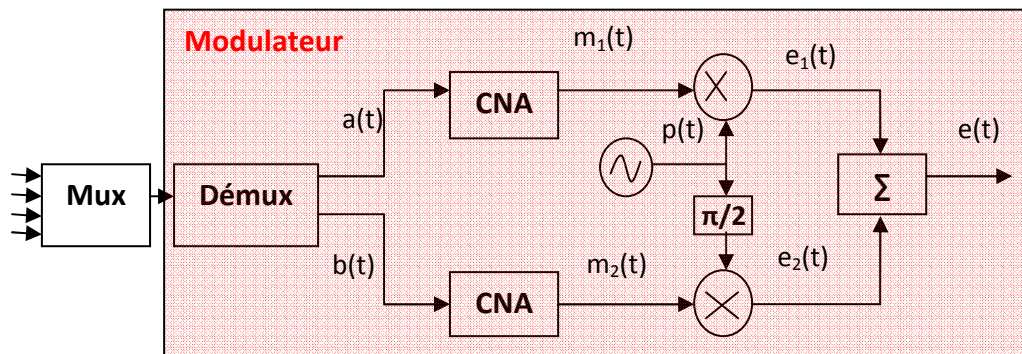


Figure 3.60 : Schéma synoptique d'un modulateur M-QAM

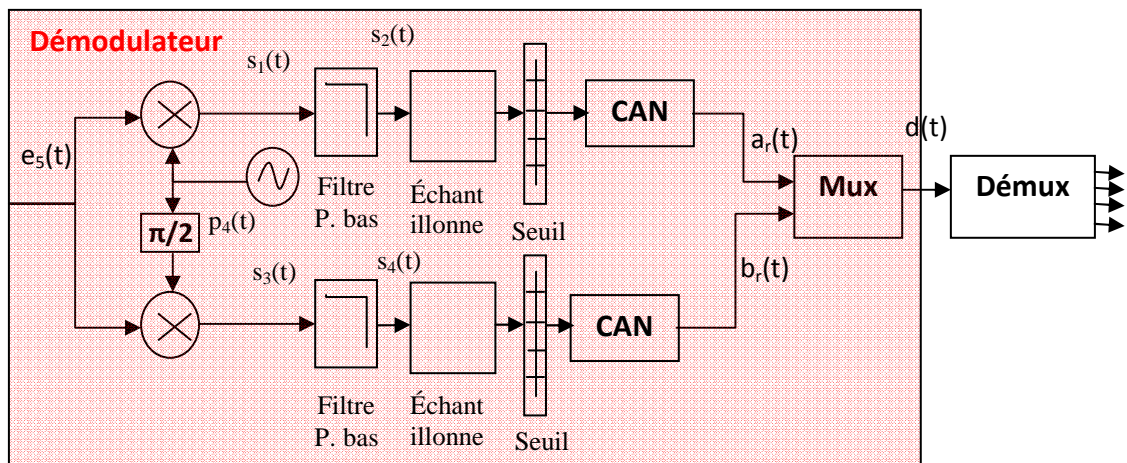


Figure 3.61 : Schéma synoptique d'un démodulateur M-QAM

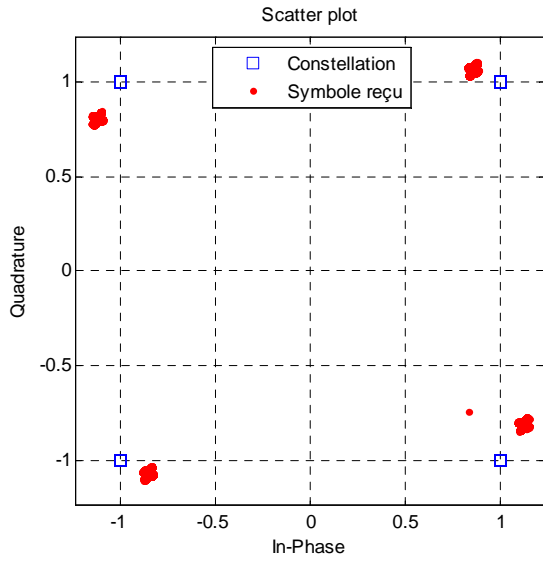


Figure 3.62 : Constellation 4-QSK sans bruit

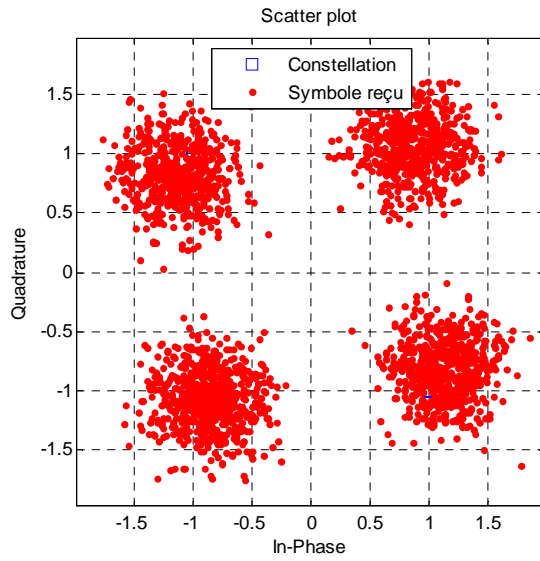


Figure 3.63 : Constellation 4-QAM avec bruit
S/B = 12dB

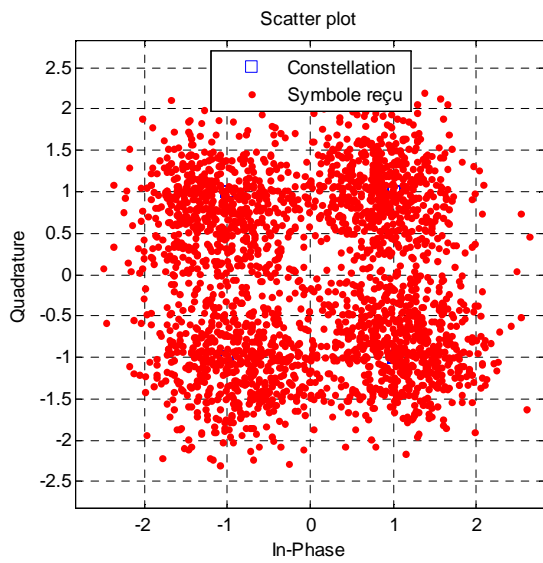


Figure 3.64 : Constellation 4-QAM avec bruit
S/B = 8dB

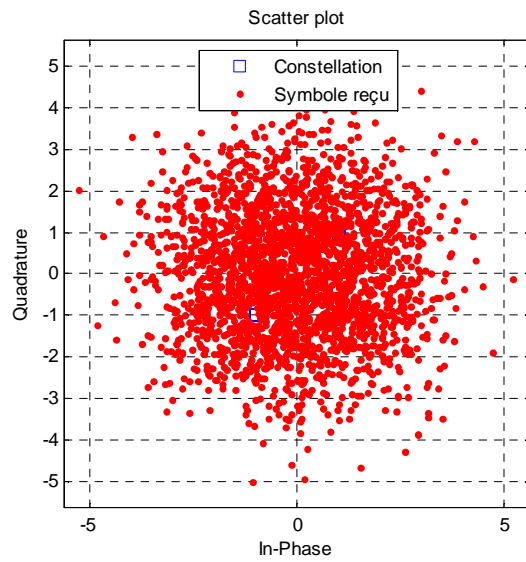


Figure 3.65 : Constellation 4-QAM
avec bruit S/B = -2dB

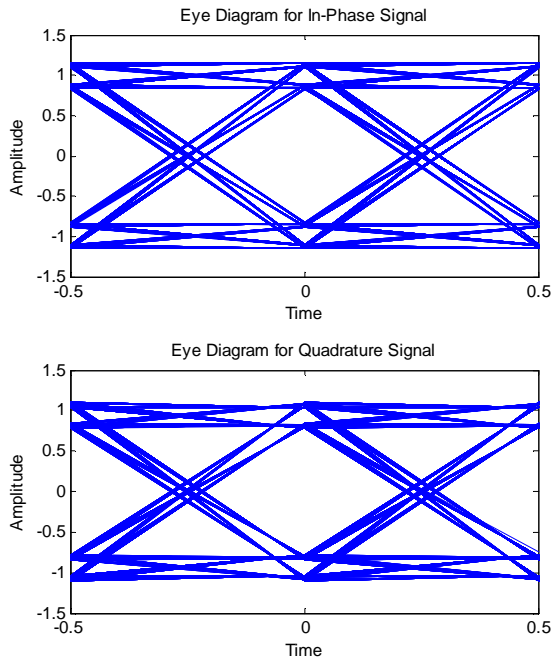


Figure 3.66 : Diagramme d'œil 4-QAM sans bruit

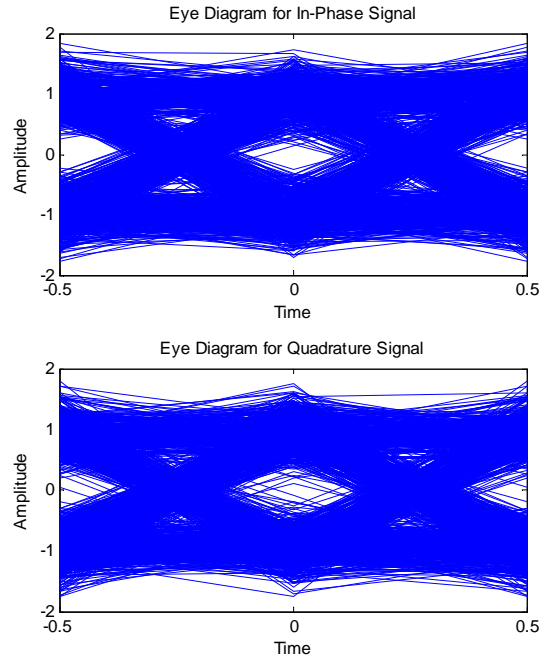


Figure 3.67 : Diagramme d'œil 4-QAM avec bruit S/B = 12dB

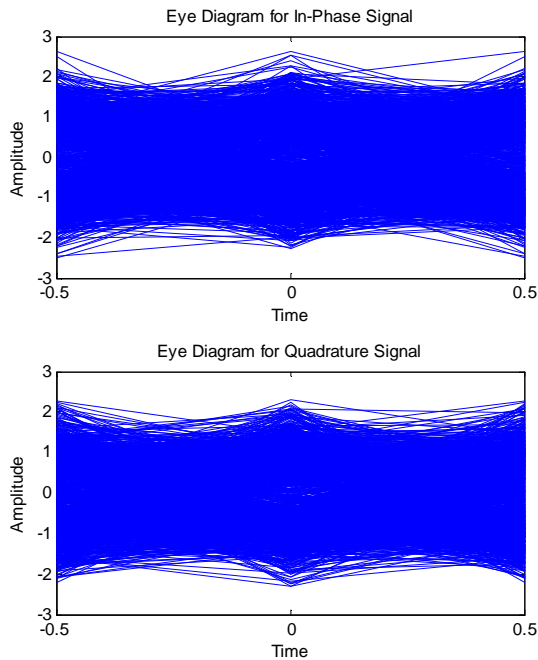


Figure 3.68 : Diagramme d'œil 4-QAM avec bruit S/B = 6dB

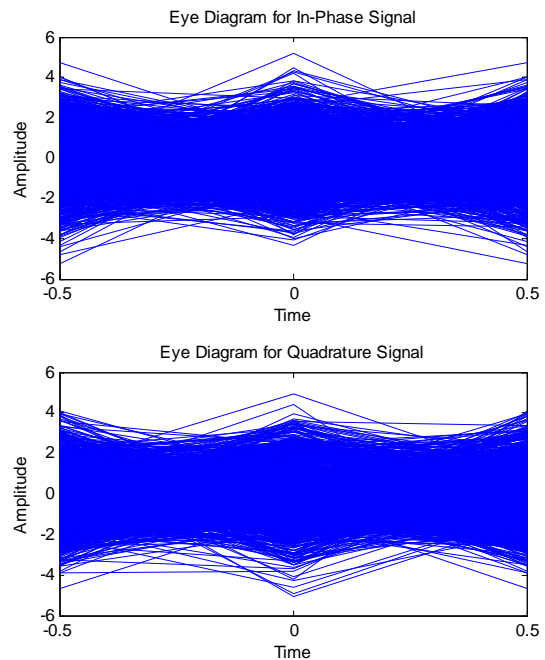


Figure 3.69 : Diagramme d'œil 4-QAM avec bruit S/B = -2dB

La figure 3.70 montre la courbe de probabilité d'erreur par symbole en fonction du rapport signal/ bruit.

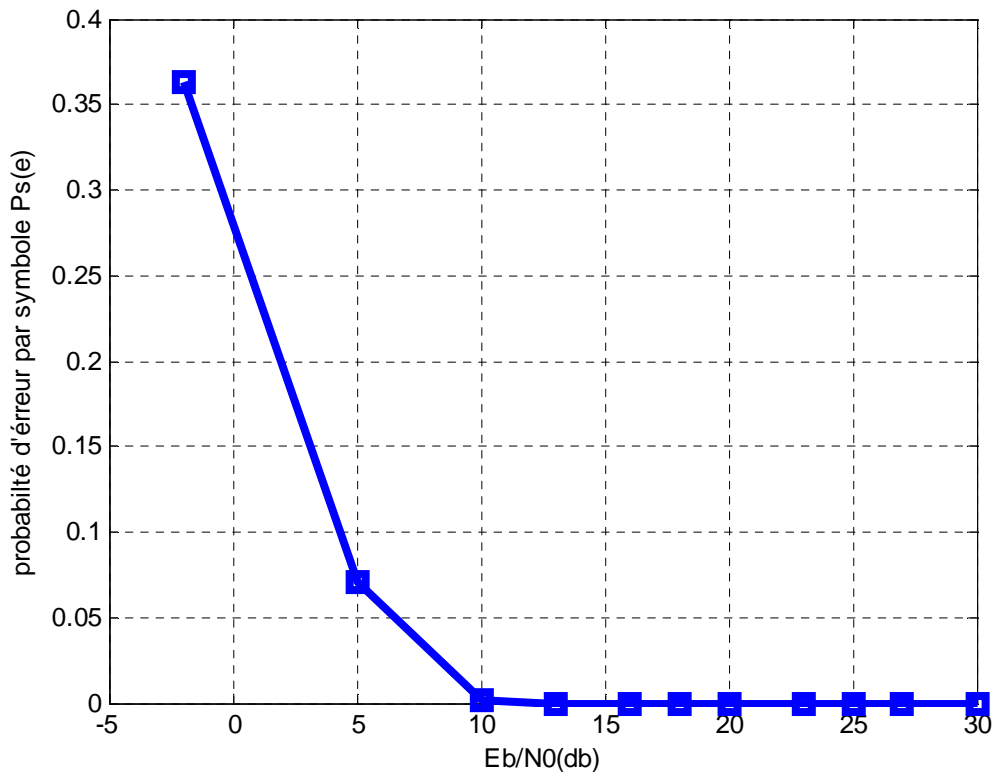


Figure 3.70 : Probabilité d'erreur par symbole de la 4-QAM

D'après la figure 3.70 on déduit que pour avoir une bonne émission/ réception de la 4-QAM il faut que le rapport Signal/Bruit soit supérieur à 10dB. Qui est identique à 4-PSK est ce qu'il montre les constellations des figures 3.62 et 3.41.

3.4.2. La 16-QAM

On refait la même chose et on affiche les diagrammes de constellation dans les figures 3.71, 3.72, 3.73 et 3.74 et on affiche aussi les diagrammes d'œil dans les figures 3.75, 3.76, 3.77 et 3.78 on généralisera la recherche de l'influence du bruit sur cette modulation par une courbe qui résume la probabilité d'erreur d'un symbole par rapport au rapport signal/ bruit, la figure 7.79

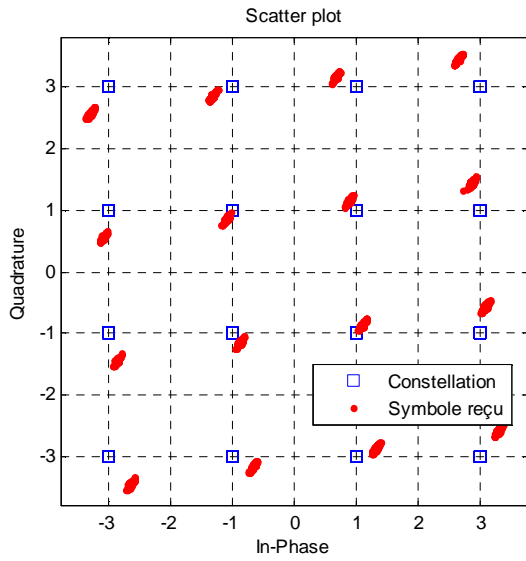


Figure 3.71 : Constellation 16-QAM sans bruit

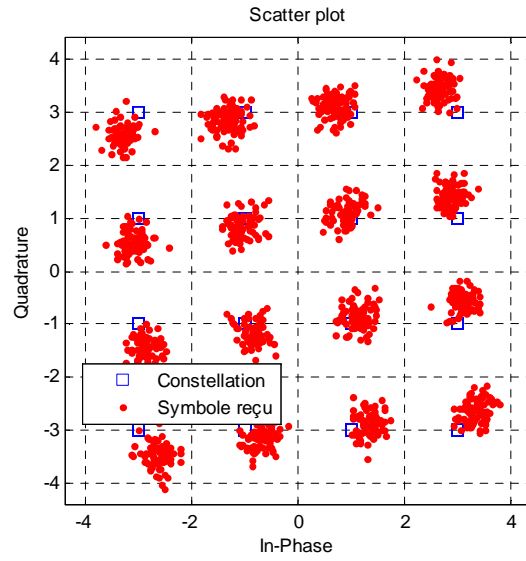


Figure 3.72 : Constellation 16-QAM avec bruit S/B = 18dB

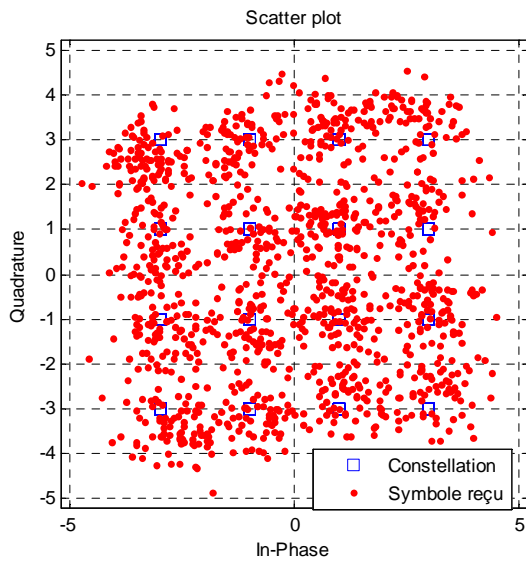


Figure 3.73 : Constellation 16-QAM avec bruit S/B = 9dB

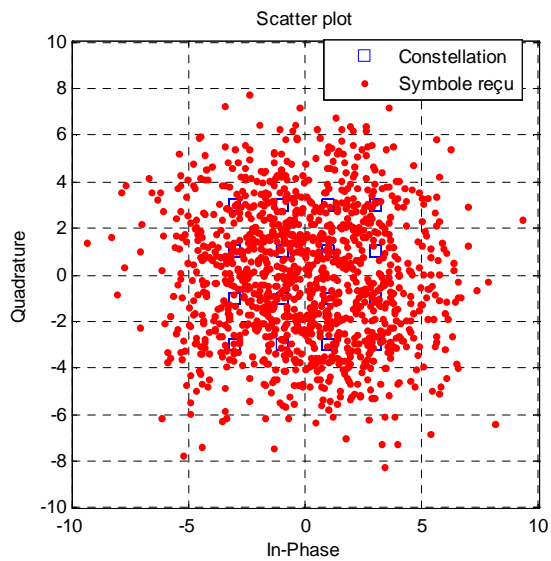


Figure 3.74 : Constellation 16-QAM avec bruit S/B = -2dB

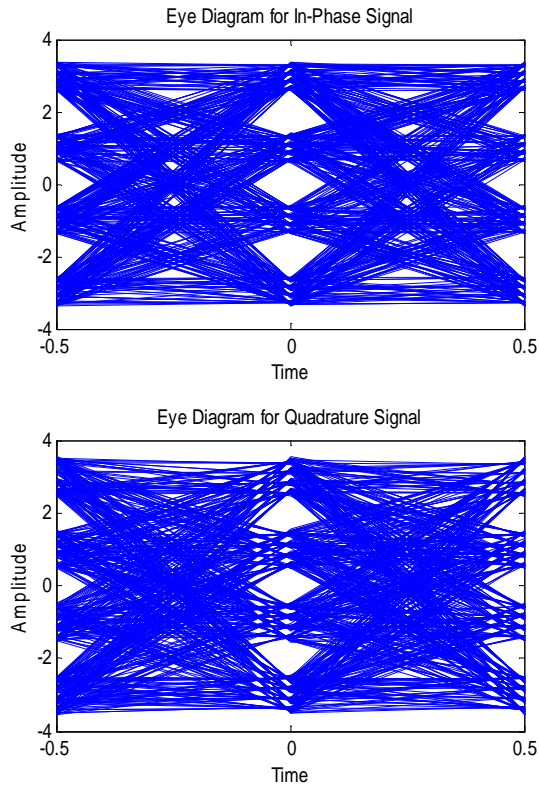


Figure 3.75 : Diagramme d'œil 16-QAM sans bruit

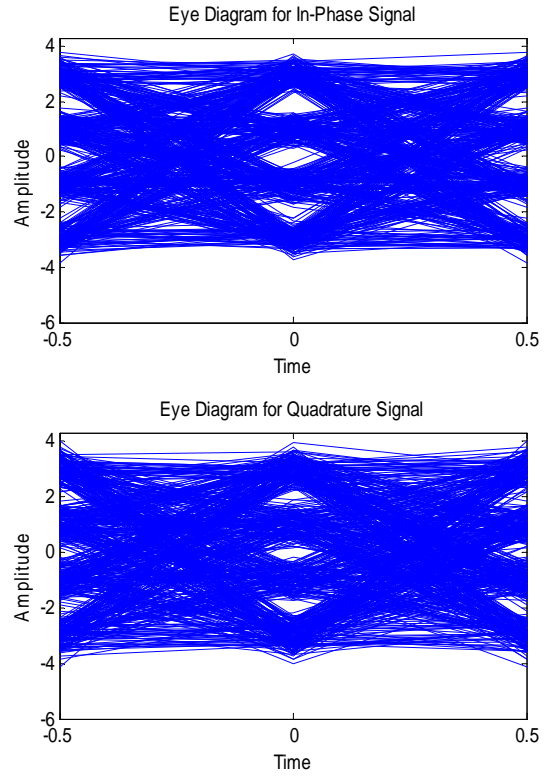


Figure 3.76 : Diagramme d'œil 16-QAM avec bruit S/B = 18dB

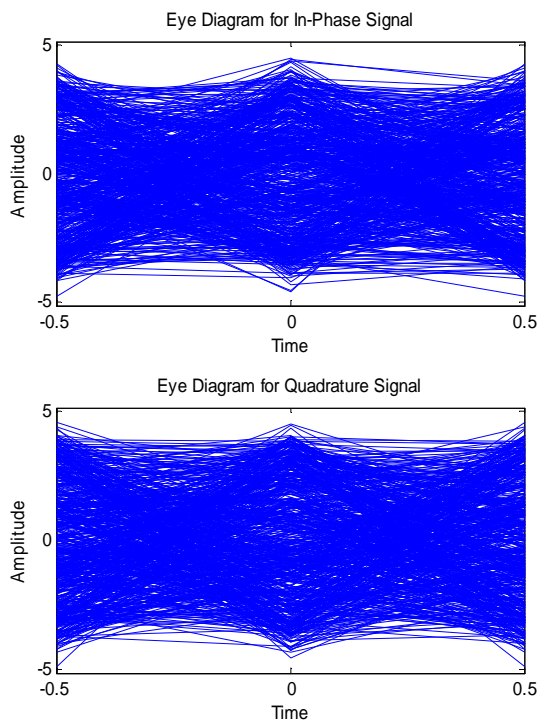


Figure 3.77 : Diagramme d'œil 16-QAM avec bruit S/B = 9dB

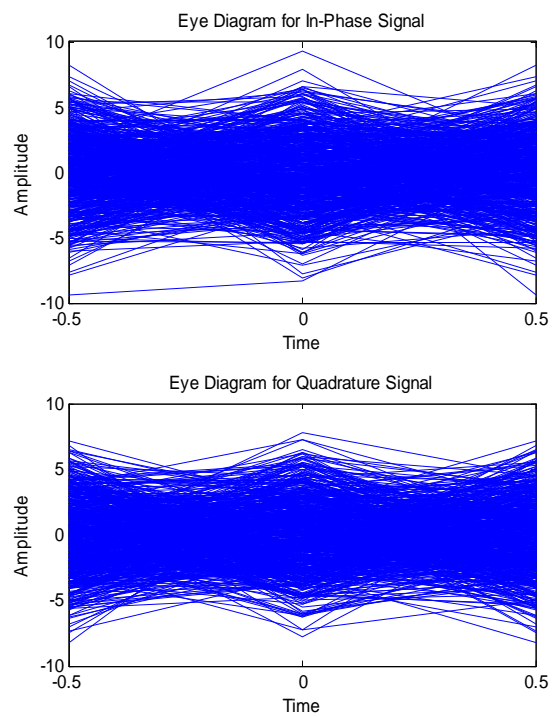


Figure 3.78 : Diagramme d'œil 16-QAM avec bruit S/B = -2dB

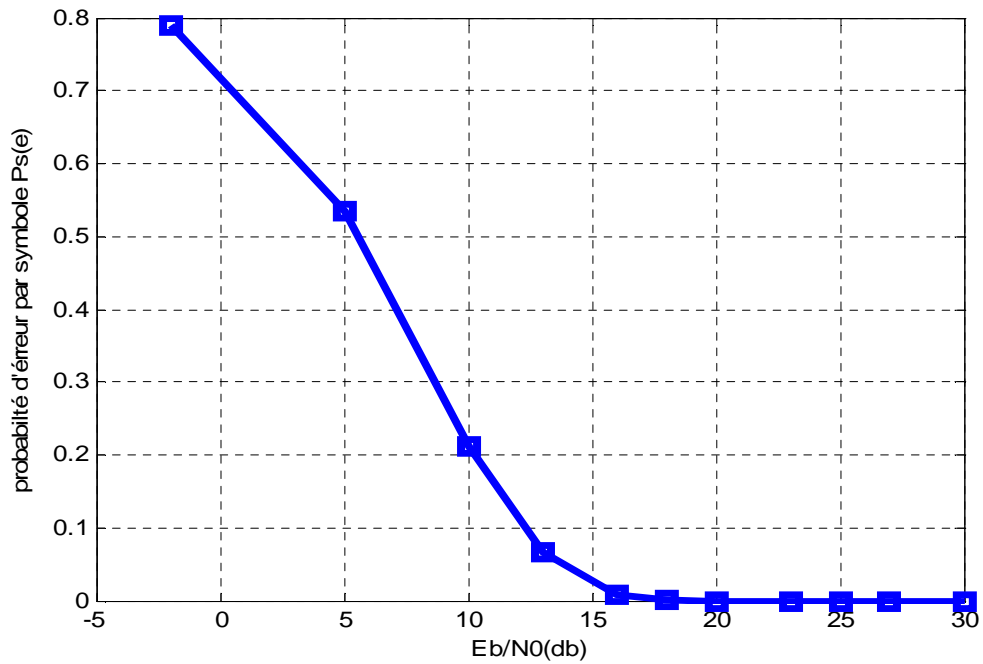


Figure 3.79 : Probabilité d'erreur par symbole de la 16-QAM

D'après la figure 3.58 on déduit que pour avoir une bonne émission/ réception de 16-QAM il faut que le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ soit supérieur à 16dB. Qui est plus grand par rapport au rapport $\frac{E_b}{N_0}$ de la 4-QAM de 11 dB.

3.4.3. Interprétations sur la M-QAM

On reprend les courbes précédentes des figures 3.49 et 3.58 et on verra qu'elle est l'influence du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ sur la probabilité d'erreur des symboles à chaque fois M augmente.

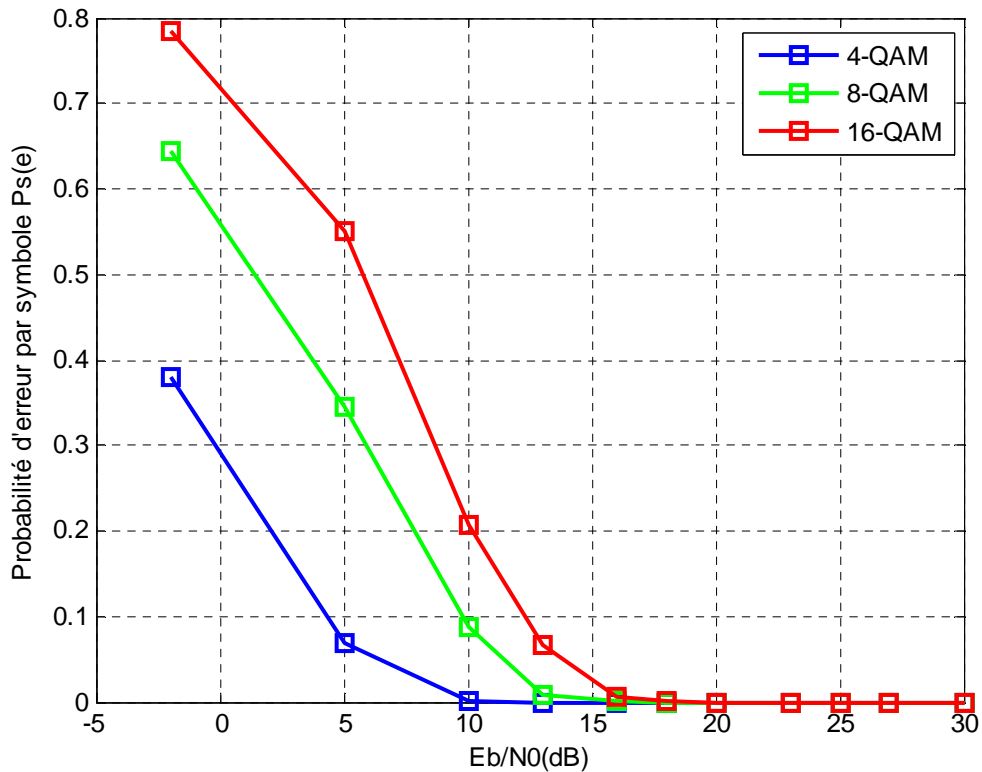


Figure 3.80 : Comparaison entre les probabilités d'erreur P_s de la M-QAM

Dans la figure 3.80 la probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ est tracée pour M allant de 4 à 16 en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$. On constate que pour conserver une probabilité d'erreur par symbole constante lorsque M augmente, il faut aussi augmenter le rapport $\frac{E_b}{N_0}$. Autrement dit, il faut augmenter l'énergie émise par bit E_b à chaque fois que l'on ajoute un bit par symbole émis.

3.5. Etude comparatif des différentes modulations

Dans la figure 3.81 la probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ est tracée pour $M = 16$ en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour les trois types de modulations

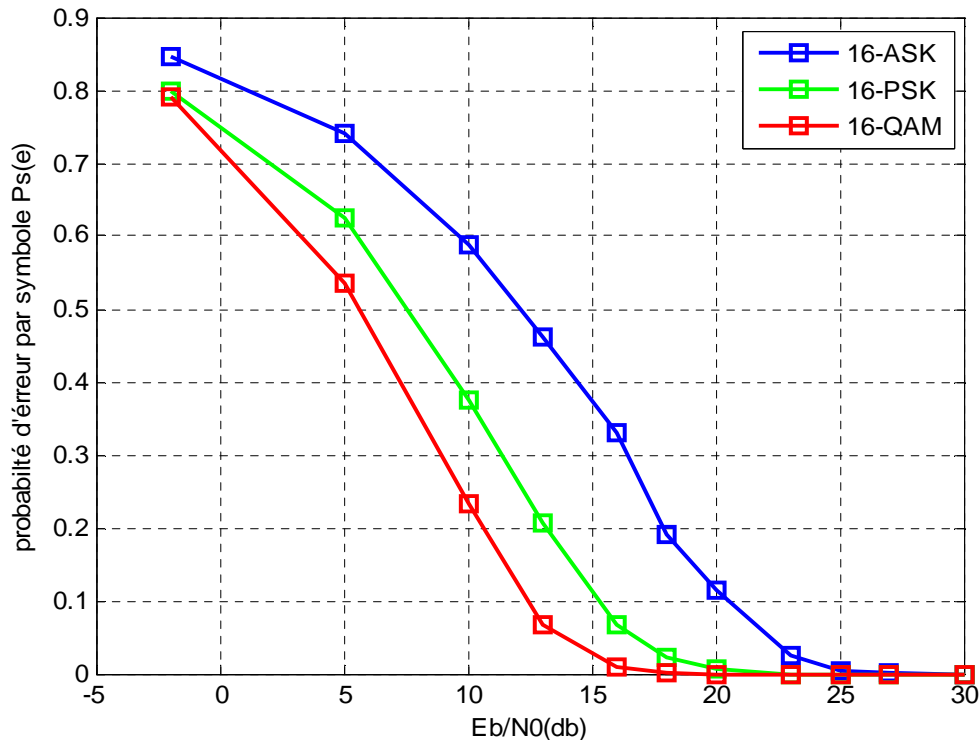


Figure 3.81 : Comparaison des probabilités d'erreur P_s entre 16-ASK 16-PSK 16-QAM

De la figure 3.81 On constate que pour M constante les probabilités d'erreur par symbole change pour une le même rapport Signal/ bruit. Et on constate que pour $M=16$ la QAM nécessite moins d'énergie par bit par rapport aux PSK et ASK.

On remarque qu'à partir de 16 dB la probabilité d'erreur tend vers 0 pour la QAM et elle est 0.08 pour la PSK et pour l'ASK elle est 0.32 ceci confirmera que la QAM est la meilleure.

3.6. Conclusion

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

Conclusion générale

D'après l'étude qu'on a effectuée dans ce mémoire on peut conclure que l'amélioration de la modulation et la démodulation est une méthode pratique et efficace qui permet d'augmenter le débit d'un émetteur récepteur hertzien.

D'autre par elle joue un rôle important dans la diminution de la probabilité des erreurs de réception avec un changement important du rapport signal/ bruit.

Pour ce faire on a comparé trois types de modulations les plus utilisées (ASK, PSK, QAM) et on a vu que 16-QAM donne des résultats meilleurs tant au niveau du débit et signal/ bruit. Ceci confirme le choix de la QAM dans les futures liaisons numériques hertziennes.

Finalement l'étude qu'on a effectué nous a permit de comprendre en détail le principe de fonctionnement des différentes modulations qui constituent la chaine de communications d'une liaison hertzienne.

En fin nous espérons que ce modeste travail survivra de trace et sera bénéfique pour d'autres étudiants qui voudraient continuer dans ce domaine à savoir la simulation de la 64-QAM et pourquoi pas la 256-QAM

Références bibliographiques

[1] Trevor Kistan. « Eurocat system /segment Design Document ». AIRSYS-ATM PLY LTD, 2002 .

[2] <http://www.memoireonline.com/10/08/1586/regulation-flux-traffic--aerien.html>

[3] <http://www.scribd.com/doc/13922141/Cours-Reseaux-Volume-1>

[4] <http://www.scribd.com/doc/11347351/Transmissions-Et-reseaux>

[5] Enrique Fernandez et Marc Mathieu. « Les Faisceaux hertziens analogiques et numériques ». Dunod, 1993.

[6] http://uuu.enseirb.fr/~kadionik/formation/tx_num/txnum_enseirb.pdf

[7] Kidiyo Kpalma et Véronique HAESE-COAT. « Traitement numérique du signal ». Ellipses.2003.

[8] John G.Proakis et Masoud Salehi. « Communication systems engineering ». Prentice Hall. 2^{ème} édition. 2002.

[9] Jerry D. Gibson. « The communication Handbook ». CRC Press. 2^{ème} Edition. 2002.