

Simulación en Matlab y Simulink de un sistema de comunicación DS-CDMA con un canal de propagación de tipo Gaussiano y de tipo Rayleigh.

JENNIFER ZÁRATE FLÓREZ

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERIAS FISICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERIAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2006**

Simulación en Matlab y Simulink de un sistema de comunicación DS-CDMA con un canal de propagación de tipo Gaussiano y de tipo Rayleigh.

JENNIFER ZÁRATE FLÓREZ

Este proyecto es presentado como requisito para optar al título de Ingeniero
Electrónico

Director
Mme. Monique Chiollaz
Mme. Nicole Gache

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERIAS FISICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERIAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2006

A Dios porque no me desampara y esta siempre presente en todos los proyectos que emprendo, me ilumina y me da fortaleza para levantarme en los momentos difíciles.

A mis papas (Luis Alberto y Rosalba) por todos los sacrificios y la lucha diaria para permitirnos tener tantos privilegios, por sus enseñanzas y por sus ánimos diarios a seguir adelante y a perseverar para alcanzar nuestras metas.

A mis hermanos (Janneth, Julieth y Lucho) porque creen en mí y siempre los tengo presentes en mi mente, en especial el último año.

A mis amigos de carrera (Jairo Andrés, Freddy, Rachel, Sergio, Piti, Kinny...) y profesores que en la distancia me han acompañado, escuchado y alentado a seguir adelante y que me hacen feliz al volver a encontrarlos después de tanto tiempo.

A mis nuevos amigos erasmus (Fernando, Mamen, Bolo, Jorge, Michela, Raquel, Pedro, Vicente... Todos) que han sido mi familia el último año, con quienes pasé felicidades y tristezas, quienes me ayudaron a levantar y me animaron a tomar coraje para seguir adelante.

JEN

RAPPORT DE « PROJET DE FIN D'ETUDE »

**« Simulation sous Matlab et Simulink d'un système de communication DS-CDMA
avec un canal de propagation de type Gaussien et type de Rayleigh dans le cadre du
projet X3S »**

Jennifer ZÁRATE FLÓREZ
ETI 3

Projet de fin d'étude effectué de mars 2006 à Août 2006
Au Laboratoire AEME de CPE Lyon

Destinataires:

M. N. Abouchi
Mme. M. Chiollaz
Mme. N. Gache

ECOLE SUPERIEURE DE CHIMIE, PHYSIQUE ET ELECTRONIQUE DE LYON
LYON, FRANCE
2006

TABLE DE MATIERES

1. INTRODUCTION	1
1.1. Description du contenu du rapport.....	1
2. CDMA (Code Division Multiple Access).....	3
2.1. Introduction aux systèmes CDMA	3
2.2. Théorie (principes de base).....	4
2.3. Codes utilisés	8
2.3.1. Séquence PN (Pseudo Noise).....	8
2.3.1.1. M-Séquence.....	10
2.3.1.2. Propriétés des m-séquences	11
2.4. Émission	12
2.4.1. Modulation PSK.....	12
2.4.1.1. BPSK (Binary PSK).....	13
2.4.1.2. QPSK (Quadrature PSK)	14
2.4.2. Mise en forme : Filtrage du signal.....	15
2.5. Canal de Transmission	16
2.5.1. Canal Gaussien.....	17
2.5.2. Canal de Rayleigh.....	18
2.6. Réception	19
2.6.1. Synchronisation	19
2.6.2. Synchronisation de la porteuse.....	20
2.6.2.1. La Boucle de Costas.....	20
2.6.2.2. La boucle d'élévation à la puissance M.....	24
2.6.3. Filtrage adapté et Seuillage.....	26
2.6.4. Estimation des symboles.....	27
3. IMPLEMENTATION DU SYSTEME SOUS MATLAB	28
3.1. Description du programme implémenté sous Matlab pour le système CDMA avec modulation BPSK.....	28
3.1.1. Résultats.....	37
3.2. Description du diagramme de blocs implémenté sous Simulink de Matlab pour le système avec modulation BPSK.....	39
3.2.1. Modulation BPSK	40
3.2.2. Addition du bruit au signal modulé.....	43
3.2.2.1. Canal AWGN	43
3.2.2.2. Canal Rayleigh.....	44
3.2.3. Récupération de la porteuse (Boucle de Costas).....	45

3.2.4.	Filtrage Adapté	47
3.2.5.	Récupération de l'information.....	48
3.2.6.	Reconstruction du signal reçu et comparaison avec le signal initial....	49
3.2.7.	Résultats	51
3.2.7.1.	Canal Gaussien.....	51
	Les simulations sous Simulink n'ont pas l'effet Doppler.	51
3.2.7.1.1.	Séquence PN 63 chips	51
3.2.7.1.2.	Séquence PN 127 chips	54
3.2.7.2.	Canal de Rayleigh.....	57
3.3.	Description du diagramme de blocs implémenté sur Simulink de Matlab pour le système avec modulation QPSK.....	59
3.3.1.	Modulation QPSK.....	60
3.3.2.	Canal de transmission	61
3.3.3.	La Boucle d'élévation à la puissance M.....	61
3.3.4.	Démodulation et récupération de l'information	62
3.3.5.	Résultats	63
	ANALYSES DE RESULTATS	65
	CONCLUSIONS.....	67
	PERSPECTIVES	69
	BIBLIOGRAPHIE	70
	ANNEXES.....	73

TABLE DES FIGURES

Figure 1 : Processus de transmission de CDMA.....	6
Figure 2: Signaux en modulation BPSK.....	6
Figure 3 : Exemple d'une séquence PN de 63 Chips.....	9
Figure 4 : Exemple d'Auto corrélation et intercorrélation d'une séquence de 63 chips (facteur de suréchantillonnage de 100)	9
Figure 5 : Registre à décalage générateur de la m-séquence	10
Figure 6 : Autocorrélation d'une séquence binaire.....	11
Figure 7 : Constellation d'états de la modulation BPSK.....	13
Figure 8 : Constellation d'états de la modulation QPSK	14
Figure 9 : Réponse impulsionnelle et son spectre (Fréquence normalisé $0 - F_c/2=160\text{kHz}$).	16
Figure 10 : Modélisation de l'action du canal.	17
Figure 11: Boucle de Costas.....	21
Figure 12 : Boucle d'élévation à la puissance M [4], M=4.	24
Figure 13 : Exemple de la sortie du filtrage adapté et seuillage.....	26
Figure 14 : Exemple de la reconstruction du signal à partir des pics.	27
Figure 15 : Diagramme du système implémenté sous Matlab.	28
Figure 16 : Séquence PN de 63 chips et séquence binaire de 3 bits.....	29
Figure 17 : La séquence binaire avec la séquence PN.....	29
Figure 18 : Bande du signal ($F_c/2=160\text{kHz}$)	30
Figure 19 : Séquence filtrée par la fenêtre de Hann (Figure 1 Bit).....	30
Figure 20 : Signal modulé (Figure 1 Bit)	31
Figure 21 : Rapport signal sur bruit de 5dB dans la bande du signal.....	32
Figure 22 : Signal modulé bruité (Figure 1 bit), SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$	32
Figure 23 : Convergence de la phase estimée en fonction de la valeur du γ	33
Figure 24 : Signal d'erreur pour différents valeurs du pas γ	34
Figure 25 : Composants en phase et quadrature de la boucle de Costas, SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$	35
Figure 26 : Signal d'erreur, SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$	35
Figure 27 : Angle estimé, SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$	36
Figure 28 : Sortie du filtrage adapté, $N_c=63$, SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$	36
Figure 29 : Sortie du filtrage adapté, $N_c=63$, SNR=10 dB, $\phi=60^\circ$, $F_{dop}=10\text{Hz}$... 38	
Figure 30 : Sortie du filtrage adapté, $N_c=127$, SNR=10 dB, $\phi=60^\circ$, $F_{dop}=30\text{Hz}$. 38	
Figure 31 : Diagramme des blocs de la modulation BPSK implémentée sur Simulink	40
Figure 32 : Séquence PN généré par le bloc « Generateur sequences PN ».....	41
Figure 33 : Séquence binaire généré par le bloc « Generateur bits».....	41
Figure 34 : Signal filtré par la fenêtre de Hann	42
Figure 35 : Signal BPSK	42
Figure 36 : Addition du bruit (Canal de Transmission).....	43

Figure 37 : Signal+Bruit (SNR=10dB dans la bande de fréquence).....	44
Figure 38: Canal Rayleigh	45
Figure 39: Diagramme des blocs de la boucle de Costas implémentée sur Simulink	45
Figure 40 : Fenêtre de Hann et son spectre (Fréquence normalisé 0- $F_c/2=160$ kHz).....	46
Figure 41 : Signaux dans la boucle, SNR=10dB dans la bande de fréquence [0- F_c].	47
Figure 42: Diagramme des blocs du filtrage adapté implémenté sur Simulink.....	47
Figure 43 : Diagramme des blocs de la mise en forme du signal filtre.....	48
Figure 44: Sortie du filtrage adapté et seuillage et mise en forme du signal, SNR=10dB.....	49
Figure 45: Récupération de l'information	50
Figure 46 : Comparaison du signal récupéré avec le signal initial.	50
Figure 47 : Signaux dans la boucle (1 bit), SNR=0dB, $N_c=63$ chips.....	52
Figure 48 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=0dB, $N_c=63$ chips.....	52
Figure 49 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=-10dB, $N_c=63$ chips.....	53
Figure 50 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=-15dB, $N_c=63$ chips.....	54
Figure 51 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=0dB, $N_c=127$ chips.....	55
Figure 52 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=-10dB, $N_c=127$ chips.....	55
Figure 53 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=-15dB, $N_c=127$ chips.....	56
Figure 54 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, retard [0 0.005 0.001] s et [0 -5 -10] dB.	58
Figure 55: Diagramme des blocs de la modulation QPSK implémentée sur Simulink	60
Figure 56: Diagramme des blocs de la boucle d'élévation à la puissance $M=4$	61
Figure 57: Diagramme des blocs de la démodulation et récupération de l'information initiale	62
Figure 58 : Filtrage adapté et seuillage de chaque composante (en phase et en quadrature), SNR=-15 dB.	64
Figure 59 : Bloc générateur de la séquence PN	75
Figure 60 : Bloc générateur de la séquence Binaire	76
Figure 61 : Bloc Addition du bruit AWGN	76
Figure 62 : Canal Rayleigh	77

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Résultats des simulations utilisant canal de propagation Gaussien sans décalage en fréquence (Fdop)	56
Tableau 2 : Résultats des simulations utilisant un canal de propagation de type Rayleigh	58
Tableau 3 : Résultats des simulations du système avec modulation QPSK	63

RESUME

TITRE : SIMULATION SOUS MATLAB ET SIMULINK D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION DS-CDMA AVEC UN CANAL DE PROPAGATION DE TYPE GAUSSIEN ET DE TYPE RAYLEIGH. *

AUTEUR : ZARATE FLOREZ, JENNIFER**

MOTS CLE : DS-CDMA, Acoustique sousmarine, Rayleigh, Gaussien, chip, m-séquence, modulation BPSK, modulation QPSK, séquence PN, Synchronisation, boucle de Costas, boucle d'élévation à la puissance M.

DESCRIPTION :

Ce projet s'intègre au projet X3S, qui a par objectif la localisation des plongeurs en acoustique sous marine. L'objectif de cette étude était donc de simuler et de valider les différents éléments de la chaîne de transmission avec des modèles de canal acoustique de type Gaussien ou Rayleigh.

Les communications présentent des problèmes de synchronisation, par conséquent d'estimation des données. Nous proposons deux circuits pour diminuer ce problème : la boucle de Costas quand nous travaillons avec modulation BPSK et la boucle d'élévation à la puissance M dans le cas de modulation QPSK.

Nous intéressons au cas où le canal de transmission correspond à un canal Gaussien et aussi de type Rayleigh qui permettra de simuler les effets des interférences dû aux multi trajets et au Doppler.

Les systèmes implémentés sous Simulink : avec une modulation BPSK avec une boucle de Costas fonctionne bien jusqu'à un rapport signal sur bruit de 0dB dans la bande de signal pour les deux longueurs de séquence utilisées.

Avec une modulation QPSK avec une boucle d'élévation à la puissance M fonctionne bien pour un rapport signal sur bruit de 5dB dans la bande du signal et les trajets, pris comme exemples (retard [0 0.005 0.001] s et un gain respectivement de [0 -1 -5] dB).

La prochaine étape consistera à vérifier les performances obtenues, c'est-à-dire de comparer les résultats théoriques aux résultats expérimentaux.

* Projet de fin d'étude.

** Faculté de physique mécanique. Ingénierie Electronique. Monique Chiollaz

SUMMARY

TITLE : MATLAB AND SIMULINK SIMULATION OF A DS-CDMA COMMUNICATION SYSTEME WITH A GAUSSIAN OR A RAYLEIGH CHANNEL.

*

AUTHOR : ZARATE FLOREZ, JENNIFER**

KEY WORDS : DS-CDMA, submarine acoustic, Rayleigh, Gaussien, chip, m-sequence, modulation BPSK, modulation QPSK, sequence PN, Synchronization, Costas Loop, M-Power loop.

DESCRIPTION :

This Project is part of the X3S Project, which has as main objective the location of divers using submarine acoustic. The main objective of this investigation is to simulate and validate the different elements of the transmission channel using Gaussian and Rayleigh models for acoustics channels.

It's usual to have synchronization problems during the communications, which will produce data estimation problems as well. In this project two circuits are proposed to reduce this problem: Costas loop worked for the modulation with BPSK and M-power loop for the case of modulation with QPSK.

The interest appears particularly in the case where the transmission channel corresponds to a channel of Gaussian type and also of Rayleigh's type, which allows the simulation of interference effects due to the multipath and to the Doppler effects.

The systems implemented in Simulink using a BPSK modulation with the Costas loop works correctly until a signal-to-noise ratio of 0dB in the signal band is achieved in both PN types' from the sequences used.

With the QPSK modulation and using the M-power loop, the system has a correct operation until a signal-to-noise ratio of 5dB in the signal band is reached. The paths used as examples are: delay [0 0,005 0,001] seconds and a respective gain of [0 -1 -5] dB.

The next step for the X3S project will be the verification of the obtained results comparing them with those expected from the theory.

* Work of grade.

** Faculty of Engineering physical mechanics. Electronic Engineering. Monique Chiollaz

RESUMEN

TITULO: Simulación en Matlab y Simulink de un sistema de comunicación DS-CDMA con un canal de propagación de tipo Gaussiano y de tipo Rayleigh. *

AUTOR: ZARATE FLOREZ, JENNIFER**

PALABRAS CLAVES: DS-CDMA, acústica submarina, Rayleigh, Gaussien, chip, m-secuencia, modulación BPSK, modulación QPSK, secuencia PN, Sincronización, Costas Loop, M-Power loop.

DESCRIPCIÓN :

Este proyecto se integra al proyecto X3S, que tiene por objetivo principal la localización de buzos con acústica submarina. El objetivo principal de este estudio es entonces de simular y validar los diferentes elementos del canal de transmisión con modelos de canal acústico de tipo Gaussiano y de Rayleigh.

Las comunicaciones presentan casi siempre problemas de sincronización y por tanto de estimación de datos. En este proyecto se proponen dos circuitos para disminuir este problema: El circuito de Costas, el cual trabajamos para la modulación de tipo BPSK y el circuito de elevación a la potencia M para el caso de modulación QPSK.

El interés se presenta particularmente en el caso donde el canal de transmisión corresponde a un canal de tipo Gaussiano y también de Rayleigh, que permitirán simular los efectos de las interferencias debido a los múltiples trayectos y al efecto Doppler.

Los sistemas implementados en Simulink: utilizando una modulación BPSK con el circuito de Costas el funcionamiento es correcto hasta una relación señal a ruido de 0dB en la banda de señal para los dos tipos de secuencias PN utilizadas.

Con la modulación QPSK y utilizando el circuito de elevación a la potencia M, el sistema tiene un funcionamiento correcto hasta una relación señal a ruido de 5dB en la banda de señal y los trayectos tomados en cuenta como ejemplos son: retardos [0 0.005 0.001] segundos y una ganancia respectiva de [0 -1 -5] dB.

La siguiente etapa para el proyecto X3S corresponderá a verificar los resultados obtenidos, es decir, realizar la comparación de los resultados teóricos con los resultados experimentales.

* Trabajo de grado

** Facultad de ingenierías Físico Mecánicas. Ingeniería Electrónica. Monique Chiollaz

1. INTRODUCTION

Le projet X3S dans lequel cette étude s'intègre a pour objet la localisation des plongeurs en acoustique sous marine avec transmission d'information numérique et indentification de chaque plongeur même en présence de plusieurs systèmes (plusieurs bateaux en présence).

Au début de mon projet (début mars) la structure envisagé pour l'émetteur et le récepteur ainsi que les signaux à émettre étaient presque définie.

L'objectif de cette étude était donc de simuler et de valider les différents éléments de la chaîne de transmission avec des modèles de canal acoustique de type Gaussien ou Rayleigh.

1.1. Description du contenu du rapport

Dans la première partie du rapport on va parler de la théorie du système multi utilisateur CDMA. Il y aura une introduction à ce type de système où sont nommés les caractéristiques et avantages de son utilisation. Ensuite, nous parlerons des principes de base comme la propriété d'orthogonalité nécessaire pour avoir une communication réussie, le principe d'étalement du spectre dû à l'utilisation d'une séquence directe puis des rappels importants sur la modulation et la démodulation dans les systèmes CDMA.

Il faut approfondir certains détails d'un système CDMA par conséquent on va parler des codes utilisés pour l'étalement de spectre et de leurs principales propriétés. Nous parlerons principalement des séquences pseudo aléatoires, et

plus spécifiquement des m-séquences qui seront utilisées dans notre projet.

Ensuite on va parler de l'émission, de la modulation PSK utilisée pour la transmission CDMA, plus particulièrement de la modulation binaire PSK et quaternaire PSK que nous utiliserons dans nos simulations du système. De plus nous verrons la mise en forme du signal à transmettre grâce à l'utilisation d'un filtre de Hann.

Pour approcher au mieux notre système simulé on va utiliser deux types de canal dans les simulations, le canal Gaussien et le canal de Rayleigh; on va parler des principales caractéristiques de ceux-ci.

La synchronisation pendant la réception est le problème principal à résoudre dans ce type de système. On va parler de la synchronisation de la porteuse et des circuits implémentés pour diminuer ou éliminer ce problème critique; la boucle de Costas implémentée pour la modulation BPSK et la boucle d'élévation à la puissance M implémentée pour la modulation QPSK.

Après on va décrire chaque étape implémenté pour la simulation (la modulation, le canal et finalement la démodulation), leurs caractéristiques, les blocs utilisés sur Simulink, on va présenter les résultats des simulations du système complet, une analyse des résultats, les conclusions et finalement les perspectives.

Dans les annexes sont présentés différents exemples de simulations qui permettent de soutenir les résultats obtenus. Il y a aussi le programme du système implémenté sur Matlab et les diagrammes de blocs des systèmes implémentés sur Simulink.

2. CDMA (Code Division Multiple Access)

2.1. Introduction aux systèmes CDMA

L'accès multiple par répartition de codes (CDMA) est une méthode de multiplexage qui permet aux utilisateurs de transmettre avec la même fréquence et de façon simultanée pendant le temps [1].

La séparation des utilisateurs se réalise en assignant à chacun des utilisateurs un code. Les séquences utilisées comme codes doivent être orthogonales entre elles. Chaque utilisateur pourra multiplier son information à transmettre par sa séquence assignée. Le récepteur pourra séparer l'information de chacun des utilisateurs s'il utilise le même code utilisé pendant la transmission, ce qui est possible grâce à la propriété d'orthogonalité entre codes. Pour cette raison tous les utilisateurs peuvent utiliser tout le temps toute la bande passante disponible.

L'utilisation de l'accès multiple par répartition de codes a des caractéristiques avantageuses comme les suivantes :

Ce type d'accès permet le changement du taux effectif de transmission d'une façon flexible, il est seulement nécessaire de changer le facteur d'étalement spectral des signaux transmis. Néanmoins, s'il y a une augmentation de la vitesse de transmission ce qui implique une réduction du facteur d'étalement spectral, cela implique une moins bonne protection face aux interférences dues aux autres utilisateurs.

Les systèmes CDMA n'ont pas besoin de coordination entre les utilisateurs au moment de faire les transmissions. Chacun peut initier et finir ses transmissions à n'importe quel instant. Ils peuvent aussi régler de manière individuelle leurs vitesses de transmission.

D'autre part les systèmes CDMA n'ont pas besoin d'une planification des fréquences, la séparation des utilisateurs ne se fait pas en fréquence, par conséquent, on peut les réutiliser ; ce qui simplifie sa gestion.

Une autre caractéristique des systèmes CDMA est qu'ils ont la propriété *soft-capacity*, c'est-à-dire que le fait d'ajouter des nouveaux utilisateurs est toujours possible, au prix de la dégradation de la qualité des connections en cours, mais il n'existe pas de limites physiques du nombre d'utilisateurs qui peuvent transmettre de manière simultanée.

La limitation de la capacité des systèmes CDMA est définie par les interférences. Pour obtenir une bonne qualité il faut contrôler les interférences générées par les utilisateurs. Par conséquent il est nécessaire d'avoir un système strict de contrôle de puissance; l'objectif de ce contrôle est que tous les utilisateurs aient le même niveau de puissance et qu'aucun des utilisateurs n'intervienne plus qu'un autre.

2.2. Théorie (principes de base)

PROPRIETE D'ORTHOGONALITE

Pour pouvoir partager un canal de communications entre différents utilisateurs, il faut pouvoir séparer les transmissions de chacun d'eux. Pour séparer deux signaux d'information il est nécessaire qu'existe une propriété d'orthogonalité entre eux.

Deux signaux $u(k)$ et $v(k)$ sont orthogonaux si et seulement si :

$$\sum u(k)v(k) = 0$$

Dans le cas de signaux séparés en temps ou en fréquence, la propriété s'accomplit de façon évidente. Néanmoins dans les transmissions CDMA comme les signaux d'information partagent les mêmes instants et les mêmes fréquences, l'orthogonalité s'obtient en multipliant l'information par le code, ce qui donne aux signaux résultant la propriété d'orthogonalité.

DIRECT SEQUENCE - SPECTRE ÉTALE

La bande passante des codes utilisés est supérieure à la bande passante des signaux d'information; la multiplication des signaux dans le temps implique une convolution en fréquence et par conséquent il y a un étalement spectral.

Quand il existe un étalement dans le spectre, la densité spectrale de puissance diminue, par conséquent les interférences entre les systèmes diminuent aussi. Ce type de codification des signaux est utilisé en systèmes CDMA, celle-ci s'appelle DS-SS-CDMA (Direct séquence CDMA)

MODULATION

Les systèmes DS-SS-CDMA utilisent normalement une modulation PSK.

La figure montre le diagramme de blocs du procédé de génération du signal à transmettre.

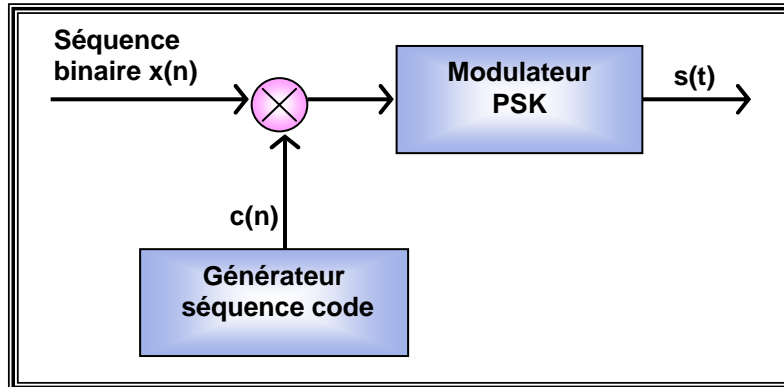


Figure 1 : Processus de transmission de CDMA

L'élément de base envoyé par le générateur de code est le **chip**. La durée d'un chip est inférieure à la durée d'un symbole de la séquence à coder.

La figure 2 montre les signaux qui sont générés dans une transmission DS-CDMA, utilisant modulation BPSK.

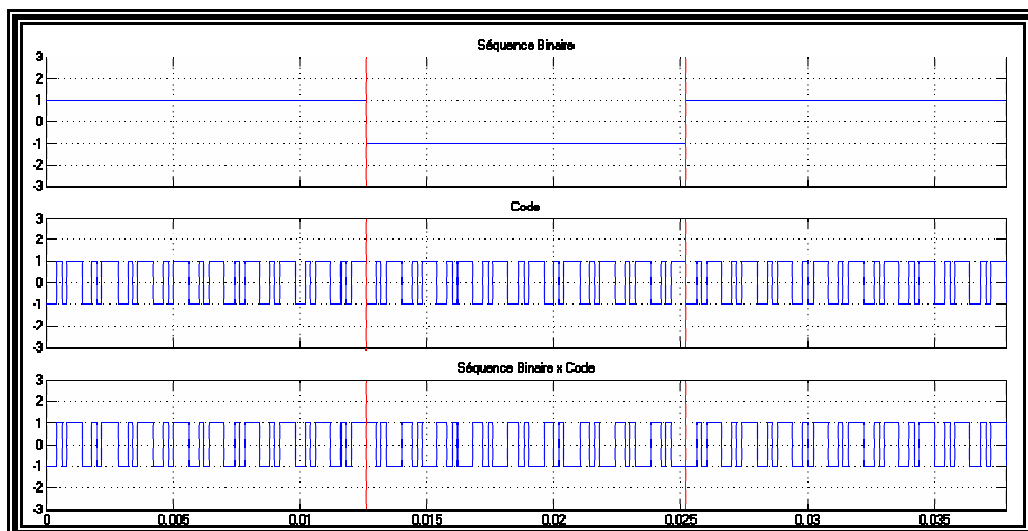


Figure 2: Signaux en modulation BPSK

On peut regarder dans la troisième figure (séquence binaire multipliée par le code) l'inversion du code générée pour le changement de signe de la séquence binaire.

DEMODULATION

Pour récupérer les signaux originaux, le récepteur doit multiplier le signal reçu par le même code utilisé lors de la transmission.

Si l'orthogonalité des codes est parfaite, le récepteur pourra séparer sans erreur chacun des signaux transmis; mais dans la pratique chaque signal interfère avec les autres parce qu'il n'y a pas orthogonalité totale ou parce que la réponse du canal est différente pour le signal de chaque utilisateur.

Un des objectifs finaux du projet est d'implémenter le système physique, il faut prendre en compte les aspects de l'application pratique d'un système CDMA comme les suivants:

Le choix des séquences code qui doivent être assignées à chaque utilisateur peut affecter la qualité du système de transmission, par conséquent il est nécessaire d'étudier leur type et leurs caractéristiques.

Un élément clef dans la récupération des signaux d'information est la synchronisation du système. La copie locale du code doit être parfaitement alignée avec le code qui a été utilisé dans la transmission, la précision doit être d'une période de chip. Normalement la période de chip est d'une valeur petite par rapport à la période d'un bit : par conséquent dans la pratique la synchronisation peut être technologiquement difficile.

Le contrôle de puissance est un élément important dans les systèmes CDMA, surtout pour éviter les interférences entre utilisateurs, tous les signaux doivent

arriver au récepteur avec la puissance juste, ni moins ni plus que le nécessaire pour détecter chacun d'eux.

2.3. Codes utilisés

Les séquences code qui sont utilisées dans les systèmes CDMA ont les caractéristiques suivantes [2]:

- ⊙ Les codes doivent être de nature pseudo aléatoire. Cette propriété assure que le signal modulé ressemble à du bruit.

- ⊙ Il est nécessaire que les séquences aient un bon comportement d'auto corrélation et d'inter corrélation avec les autres séquences : Chaque code doit être facilement distinguable d'une version retardée de lui-même (autocorrélation) et de chaque autre code (intercorrélation).

- ⊙ Il doit exister un grand nombre de séquences pour pouvoir les assigner à chaque utilisateur.

2.3.1. Séquence PN (Pseudo Noise)

Les séquences PN sont un type de séquences qui ont les caractéristiques appropriées (comme les caractéristiques nommées dans le paragraphe antérieur) pour agir comme code dans un système de communication, mais qu'est-ce que cette séquence pseudo aléatoire?

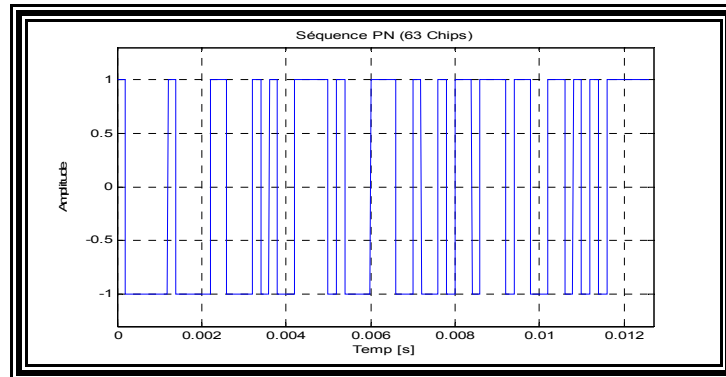


Figure 3 : Exemple d'une séquence PN de 63 Chips.

Une séquence pseudo aléatoire est un ensemble de signaux binaires, périodiques et de certaine longueur.

L'origine du nom séquence pseudo aléatoire est due au fait que la fonction d'auto corrélation du signal numérique est similaire à celle d'un bruit blanc: une impulsion.

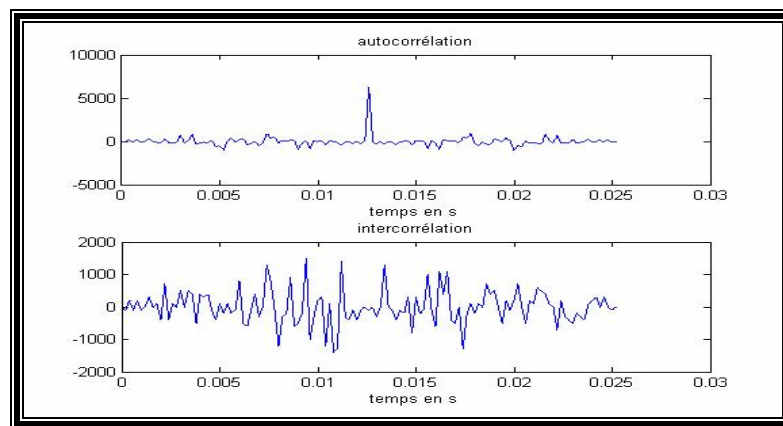


Figure 4 : Exemple d'Auto corrélation et intercorrélation d'une séquence de 63 chips (facteur de suréchantillonnage de 100)

La fonction d'auto corrélation de la séquence PN est définie en discret par :

$$\sum x(k)x(k-n)$$

L'intercorrélacion décrit l'interférence entre codes, le degré de corrélation entre deux codes différents. Quand l'intercorrélacion est nulle, les codes sont orthogonaux, par conséquent, il n'y a pas d'interférences entre utilisateurs après le désétalement et la confidentialité des communications de chaque utilisateur est protégée.

Il existe beaucoup de types de séquences pseudo aléatoires périodiques, les plus utilisées dans les systèmes CDMA sont les séquences de longueur maximale (m-sequence) et les séquences de Gold, pour la simplicité de leur génération basée sur des registres à décalage.

2.3.1.1. M-Séquence

Les m-séquences sont générées à partir d'un registre à décalage [1].

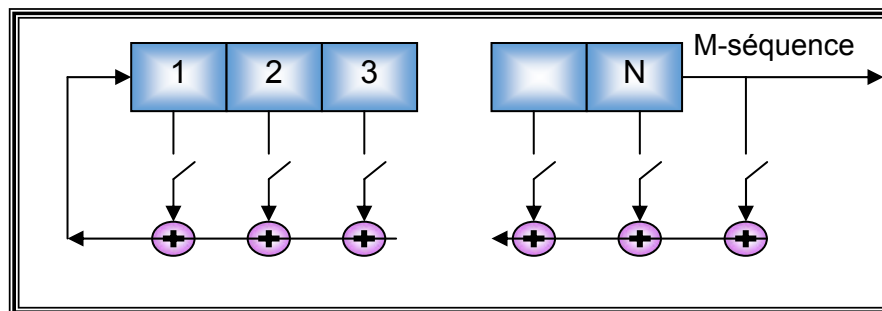


Figure 5 : Registre à décalage générateur de la m-séquence

Avec un registre de N cellules il est possible d'avoir 2^N états différents. Comme l'état tous zéros ne génère pas de changement au cours du temps, cet état n'est pas considéré : par conséquent, un registre à N cellules peut générer une

séquence de durée maximale $2^N-1=N_c$ (Nombre de chips de longueur de la séquence).

2.3.1.2. Propriétés des m-séquences

Les m-séquences ont les propriétés suivantes:

- ⊙ Quelques-unes des 2^N-1 possibles rotations cycliques de la séquence peuvent être générées en mettant la valeur initiale appropriée dans le registre à décalage.
- ⊙ Dans une séquence m, il y a 2^{N-1} uns et $2^{N-1}-1$ zéros.
- ⊙ Si une m-séquence est additionnée bit à bit avec une rotation cyclique d'elle-même, le résultat est une autre rotation cyclique de la même séquence m.
- ⊙ L'auto corrélation des m-séquences est égale à: 2^N-1 pour un déplacement nul et -1 pour quelque autre déplacement [1].

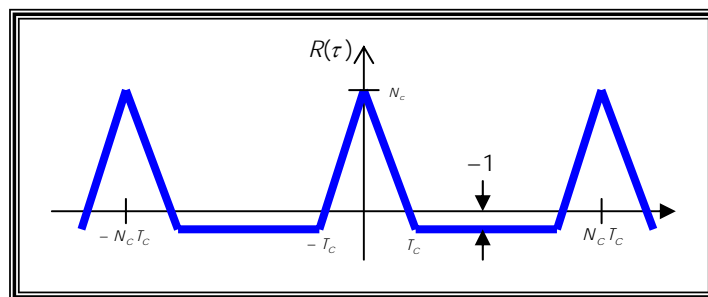


Figure 6 : Autocorrélation d'une séquence binaire.

Le pic d'auto corrélation augmente avec l'augmentation de la longueur

(nombre de chips) de la m-séquence. Les autres codes ont de moins bonnes performances.

- ⊙ Quand on a grand nombre d'utilisateurs avec différents codes, ils doivent partager une bande de fréquence commune (l'environnement du multiutilisateur), le code doit être soigneusement choisi pour éviter des interférences entre les utilisateurs.

2.4. Émission

Comme il est mentionné avant, après la multiplication du signal d'information avec la séquence pseudo aléatoire, il est nécessaire de faire la modulation pour envoyer l'information. Normalement la modulation qui est utilisé est la modulation PSK, en particulière PSK binaire (BPSK) et PSK quaternaire (QPSK) parce que ces deux types de modulation ont une grande efficacité spectrale.

2.4.1. Modulation PSK

La modulation PSK est une modulation de phase, c'est-à-dire la phase de la porteuse change conformément au signal d'information [5].

Si on a une porteuse, $A(t) = A\cos(2\pi f_c t)$, le signal modulé est:

$$PSK(t) = A\cos(2\pi f_c t + \varphi_k)$$

L'ensemble des phases φ_k prend des valeurs de la forme suivante:

$$\varphi_k = \varphi_0 + (2k+1)\frac{\pi}{M} \text{ Avec } 0 \leq k \leq M-1$$

La valeur de $M=2^n$ est le nombre de symboles qui peuvent être distingués.

2.4.1.1. BPSK (Binary PSK)

Quand il y a une valeur de $M=2$ et $\varphi_k = 0$, il s'agit d'une modulation à deux états de phase qui correspondent à 0 ou π .

La constellation des états, c'est-à-dire des symboles répartis sur le cercle unité est représentée de la manière suivante:

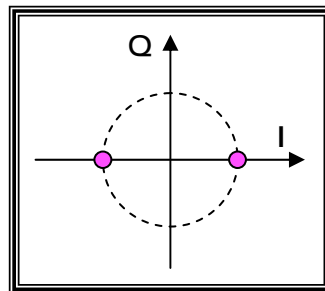


Figure 7 : Constellation d'états de la modulation BPSK

Le signal BPSK est obtenu en multipliant la porteuse avec le signal d'information centré, c'est-à-dire de niveaux ± 1

La porteuse et le signal d'information sont : $A(t) = A\cos(2\pi f_c t)$ et $D(t) = \pm 1$; donc le signal BPSK correspond à :

$$BPSK(t) = AD(t)\cos(2\pi f_c t)$$

Il y aura un saut de phase à chaque fois qu'il y aura un changement de bit (de un à zero ou vice versa).

Au niveau de la réception il faut générer une porteuse synchrone avant de réaliser une démodulation par détection cohérente (synchrone) pour reconstituer le signal d'information.

On a adopté le circuit de Costas, qui répond à ces deux critères.

2.4.1.2. QPSK (Quadrature PSK)

La modulation QPSK est une modulation à 4 états de phase, correspondant $\varphi_k = 0$ et $M = 4$, donc ce type de modulation code deux bits par symbole

La phase du signal modulé peut changer de 0 , $\pm \frac{\pi}{2}$ ou π passant d'un symbole l'autre.

La figure suivante correspond à la constellation des états et des possibilités de changement d'état:

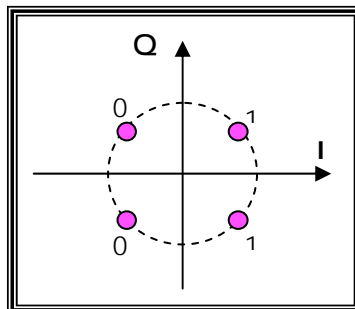


Figure 8 : Constellation d'états de la modulation QPSK

Pour la modulation QPSK, le signal binaire d'entrée est divisé en 2 parties : les bits impairs modulent la porteuse en phase $\cos(2\pi f_c t)$, tandis que les bits pairs modulent la porteuse en quadrature $-\sin(2\pi f_c t)$ et les 2 porteuses sont ensuite additionnées.

Donc le signal QPSK est :

$$QPSK(t) = A[I(t)\cos(2\pi f_c t) + Q(t)\sin(2\pi f_c t)]$$

Pour restituer le signal en bande de base il faut restituer la porteuse. Le circuit qu'on utilise pour cette tâche est la boucle d'élévation à la puissance m , qui sera décrite dans le paragraphe 2.6.2.2.

2.4.2. Mise en forme : Filtrage du signal

Pour limiter la bande spectrale du signal émis on effectue une mise en forme du signal. Le signal est filtré par un filtre FIR avec une réponse impulsionnelle de type fenêtre de Han (Hanning).

La réponse impulsionnelle est définie de la manière suivante [6]:

$$h(n) = \begin{cases} 0.5 \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \right) & \text{si } 0 \leq n \leq N \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Les caractéristiques qui nous ont permis de choisir la fenêtre de Hann comme filtrage approprié sont les suivantes :

- ⊙ La fenêtre de Hann est simple à calculer.
- ⊙ Elle a une bande spectrale étroite.
- ⊙ La valeur d'atténuation maximale est raisonnable (44dB).
- ⊙ Elle a une forte décroissance spectrale.

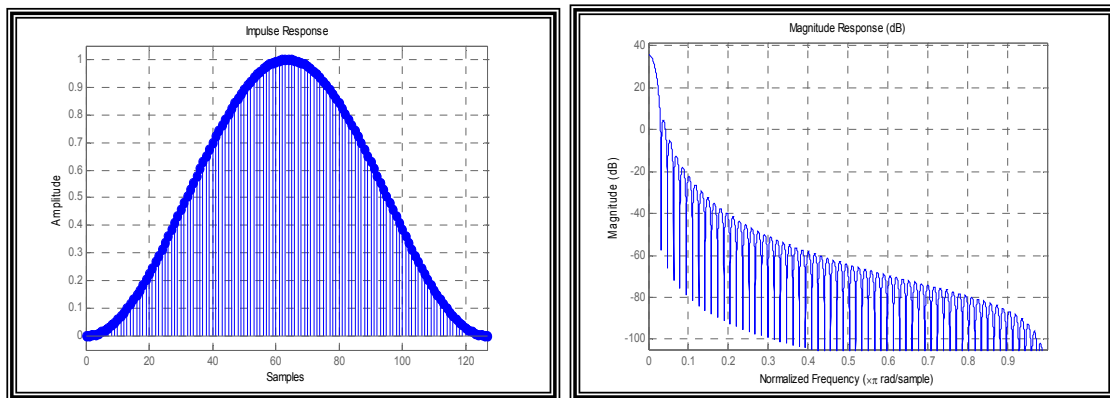


Figure 9 : Réponse impulsionnelle et son spectre (Fréquence normalisé 0- $F_e/2=160\text{kHz}$).

2.5. Canal de Transmission

Le canal de propagation en acoustique sous marine crée simultanément des interférences et du Doppler ; les interférences proviennent des trajets multiples de propagation, tandis que le Doppler, ou la variation de phase est introduit par les mouvements émetteur et récepteur, ou encore est dû au milieu lui-même : par exemple, le Doppler est introduit lors d'une réflexion sur la surface de la mer [3, 13].

Pour les simulations on a travaillé initialement avec un canal gaussien pour regarder la réponse du système implémenté face à l'addition du bruit au cours du trajet, néanmoins, si cette situation est connue, normalement elle ne traduit pas la

réalité d'un canal de transmission. Il faut ensuite envisager un canal de type Rayleigh avec des atténuations non uniformes sur la bande de fréquences considérée.

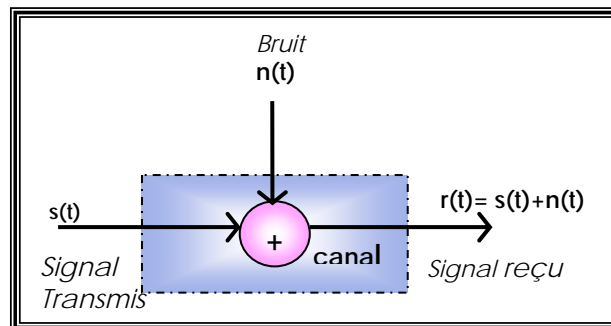


Figure 10 : Modélisation de l'action du canal.

L'addition du bruit est modélisée comme il est montré dans la figure 10.

2.5.1. Canal Gaussien.

Le canal gaussien correspond à additionner au signal d'entrée un bruit blanc gaussien.

Le bruit blanc gaussien est un signal aléatoire, qui présente les caractéristiques suivantes :

- ⊙ Il a une distribution gaussienne.
- ⊙ La moyenne est nulle.
- ⊙ Densité spectrale de puissance de $\frac{N_0}{2}$

© Variance σ^2 .

2.5.2. Canal de Rayleigh.

Si on a un signal $s(t)$ transmis sur un canal de Rayleigh, le signal reçu aura plusieurs trajets de propagation. A chaque trajet on associe un retard de propagation et un facteur d'atténuation.

En conséquence de changements dans la structure du milieu le retard de propagation et le facteur d'atténuation sont variables en temps.

Le signal reçu peut se représenter sous la forme [4] :

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t))$$

Où α_n correspond à un facteur d'atténuation du n trajets.

τ_n est un retard par les n trajets.

Quand la réponse impulsionnelle du signal décrit précédemment est modélisée par un signal gaussien complexe de moyen nul, l'enveloppe de la réponse impulsionnelle est une distribution de Rayleigh à tout instant.

Distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh apparaît quand un vecteur à deux dimensions a ses deux composantes orthonormales et indépendamment distribuées. La valeur

absolue aura alors une distribution Rayleigh. On peut aussi l'obtenir dans le cas de nombres complexes aléatoires dont les composantes réelles et imaginaires sont normalisées et indépendamment distribuées. La valeur absolue de ces nombres aura alors une distribution de Rayleigh.

La densité de probabilité est donnée par :

$$f(x|\sigma) = \frac{x e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}}{\sigma^2}$$

Où x correspond à l'enveloppe du signal et σ^2 de la valeur quadratique moyenne de x .

2.6. Réception

La réception dans ces types de modulation est très importante à cause de la complexité des problèmes comme la synchronisation, après cette étape il faut faire la démodulation qui permettra de récupérer l'information.

2.6.1. Synchronisation

L'objectif principal d'un système de synchronisation est d'aligner le signal reçu avec la copie local de la séquence pseudo aléatoire qui est générée par le récepteur, pour pouvoir récupérer l'information envoyée initialement.

La difficulté du synchronisme est due à la courte durée de la période de chip des séquences PN. Dans un système CDMA il est nécessaire que le synchronisme

marche bien au moins au niveau des chips [7].

Quand il y a une mauvaise phase au niveau de la démodulation alors la puissance du signal utile est réduite, par conséquent il y a interférence entre la composante en phase et la composante en quadrature du signal démodulé.

2.6.2. Synchronisation de la porteuse.

La PLL est normalement le circuit préféré pour la tâche de synchronisation, néanmoins le fait que la PLL ait une réponse transitoire à cause de la suite des sauts de phase (discontinuités de phase) à l'entrée, fait qu'elle n'est pas une candidate appropriée pour la récupération de la porteuse dans les modulations numériques de phase. Tous les schémas de boucles pour la récupération de la porteuse de systèmes modulés en PSK sont basés sur le même principe la PLL, mais simplement est il additionné un mécanisme pour éliminer la modulation [8].

Il existe deux techniques bien adaptées aux modulations PSK. Elles ne supposent pas la connaissance de données émises (*système non-data aided*).

La boucle de Costas et La boucle d'élévation à la puissance m sont les circuits qu'on a implémentés pour la récupération de la porteuse dans la modulation BPSK et QPSK respectivement.

2.6.2.1. La Boucle de Costas.

La boucle de Costas pour la modulation BPSK se présente ainsi [9]:

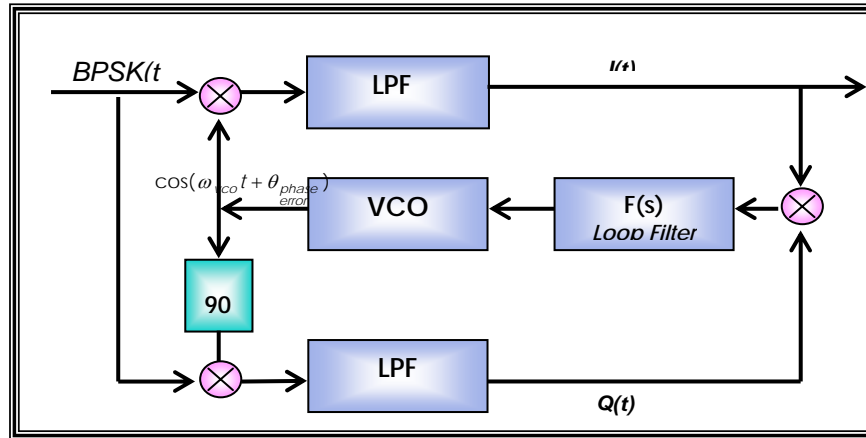


Figure 11: Boucle de Costas.

Explication du fonctionnement de la boucle de Costas :

Le signal reçu est multiplié par un sinus et cosinus généré à partir du VCO (Oscillateur commandé en tension) ce qui permet de travailler avec la partie en phase du signal et la partie en quadrature. Cette multiplication permet d'obtenir deux termes, un de haute fréquence et un de basse fréquence.

Equation de la modulation BPSK : $BPSK(t) = D(t) \cos(2\pi f_c t)$

Signal reçu multiplié par cosinus généré par le VCO :

$$\cos(2\pi f_{vco} t + \theta_{phase_error}) BPSK(t) = \cos(2\pi f_{vco} t + \theta_{phase_error}) D(t) \cos(2\pi f_c t)$$

Avec:

$$\begin{aligned} \omega_{vco} &= 2\pi f_{vco} \\ \omega_{bpsk} &= 2\pi f_c \\ D(t) &= \pm 1 \end{aligned}$$

Où f_{vco} est la fréquence générée par le VCO et θ_{phase_error} est l'erreur de phase entre signal reçu et signal généré.

Donc $\cos(2\pi f_{vco}t + \theta_{phase_error})BPSK(t)$ correspond à:

$$\frac{D(t)}{2} [\cos((\omega_{vco} - \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error}) + \cos((\omega_{vco} + \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error})]$$

Signal reçu multiplié par sinus généré par le VCO :

$$\sin(2\pi f_{vco}t + \theta_{phase_error})BPSK(t) = \sin(2\pi f_{vco}t + \theta_{phase_error})D(t)\cos(2\pi f_c t)$$

Avec:

$$\omega_{vco} = 2\pi f_{vco}$$

$$\omega_{bpsk} = 2\pi f_c$$

$$D(t) = \pm 1$$

Donc $\sin(2\pi f_{vco}t + \theta_{phase_error})BPSK(t)$ correspond à:

$$\frac{D(t)}{2} [\sin((\omega_{vco} - \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error}) + \sin((\omega_{vco} + \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error})]$$

Le filtre passe bas permettent de récupérer les composantes basses fréquences qui sont le produit du signal modulant par le cosinus (phi) dans la branche en phase, et le produit entre le signal modulant et les sinus (phi) (BPSK) dans la branche en quadrature.

$$I(t) = \frac{D(t)}{2} \cos((\omega_{vco} - \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error})$$

$$Q(t) = \frac{D(t)}{2} \sin((\omega_{vco} - \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error})$$

On effectue le produit entre les deux composantes on obtient ainsi:

$$I(t)Q(t) = \left(\frac{D(t)}{2} \cos((\omega_{vco} - \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error}) \right) \left(\frac{D(t)}{2} \sin((\omega_{vco} - \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error}) \right)$$

$$I(t)Q(t) = \frac{D^2(t)}{8} \sin(2((\omega_{vco} - \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error}))$$

$$I(t)Q(t) = \frac{D^2(t)}{8} \sin(2\varphi_{phase_error})$$

Avec $2\varphi_{phase_error} = 2((\omega_{vco} - \omega_{bpsk})t + \theta_{phase_error})$

Ce signal pour des déphasages petits est égal à $2\varphi_{phase_error}$, il permet de corriger la phase de l'oscillateur commandé en tension, qui génère la copie locale de la porteuse. Il faut remarquer que la modulation BPSK n'apparaît pas dans le signal d'erreur car le modulant est au carré.

Notre but est de réaliser cette boucle en numérique afin de réduire le nombre de composants analogiques nécessaires et de profiter de la souplesse apportée par la programmation en numérique.

La Boucle de Costas peut aussi s'implémenter pour une modulation QPSK mais compte tenu de la complexité du circuit, on a décidé d'utiliser pour cette modulation la boucle d'élévation à la puissance M.

Un des avantages de la boucle Costas est qu'elle fait la synchronisation et la

démodulation en même temps, tandis que des circuits comme la boucle d'élévation à la puissance M trouvent seulement la phase de l'oscillateur local pour faire ensuite la démodulation.

2.6.2.2. La boucle d'élévation à la puissance M

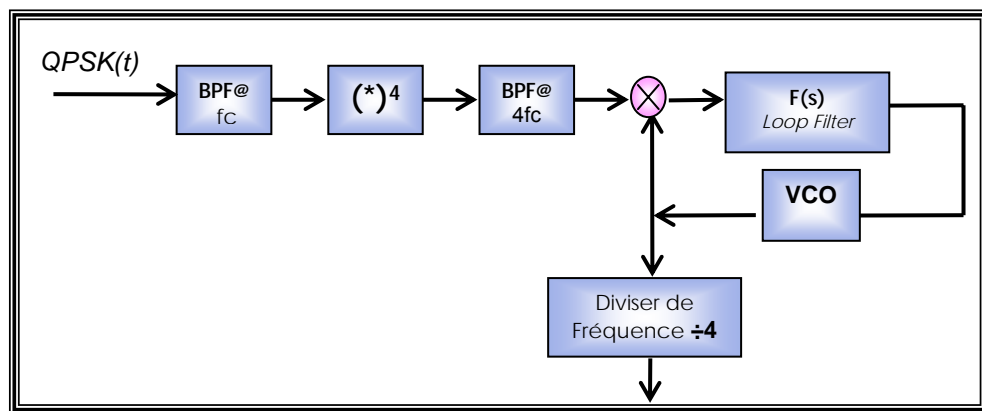


Figure 12 : Boucle d'élévation à la puissance M [4], M=4.

Explication du fonctionnement de la boucle d'élévation à la puissance M :

Le filtre d'entrée de fréquence centrale f_c élimine une partie du bruit du canal. Avec l'élévation à la puissance M est généré un certain nombre d'harmoniques de f_c ; ensuite avec le filtre passe-bande il est sélectionné l'harmonique $\cos(2\pi M f_c t + M\varphi)$ qui dirigera la PLL.

La sortie du VCO est $\sin(2\pi M f_c t + M\varphi)$, donc cette sortie doit être divisé en fréquence par M pour produire $\sin(2\pi f_c t + \varphi)$ et décalage de phase de $\frac{1}{2}\pi$ rad pour

obtenir finalement $\cos(2\pi f_c t + \varphi)$ à la sortie du circuit, et ce sera la phase de l'oscillateur local.

Pour un signal modulé QPSK, les signaux dans la boucle d'élévation à la puissance 4 sont :

Le signal d'entrée modulé en QPSK: $QPSK(t) = \cos(\omega t + \varphi) + \sin(\omega t + \varphi)$

Élévation à la puissance 4 du signal: $QPSK(t) = [\cos(\omega t + \varphi) + \sin(\omega t + \varphi)]^4$

$$QPSK(t) = \cos(\omega t + \varphi)^4 + \sin(\omega t + \varphi)^4 + 4 \cos(\omega t + \varphi)^3 \sin(\omega t + \varphi) + 4 \cos(\omega t + \varphi) \sin(\omega t + \varphi)^3 + 6 \cos(\omega t + \varphi)^2 \sin(\omega t + \varphi)^2$$

Si on organise les termes on obtient:

$$QPSK(t) = [\cos(\omega t + \varphi)^4 + \sin(\omega t + \varphi)^4 + 2 \cos(\omega t + \varphi)^2 \sin(\omega t + \varphi)^2] + 4 \cos(\omega t + \varphi) \sin(\omega t + \varphi) [\cos(\omega t + \varphi) \sin(\omega t + \varphi) + \cos(\omega t + \varphi)^2 + \sin(\omega t + \varphi)^2]$$

Comme $\cos(\omega t + \varphi)^2 + \sin(\omega t + \varphi)^2 = 1$, Donc:

$$\begin{aligned} QPSK(t) &= 1 + 4 \cos(\omega t + \varphi) \sin(\omega t + \varphi) [1 + \cos(\omega t + \varphi) \sin(\omega t + \varphi)] \\ &= 1 + 2 \sin(2(\omega t + \varphi)) \left[1 + \frac{1}{2} \sin(2(\omega t + \varphi)) \right] \\ &= 1 + 2 \sin(2(\omega t + \varphi)) + \sin(2(\omega t + \varphi))^2 \end{aligned}$$

Après filtrage autour de la fréquence $4f_c$, il reste seulement le terme: $\cos(4(\omega t + \varphi))$

Ensuite on réalise le produit avec le cosinus local:

$$\cos(4(\omega t + \varphi))\sin(4\omega t + \hat{\varphi}) = \frac{1}{2} \left[\sin(\varphi - \hat{\varphi}) + \cos(8\omega t + 4\varphi) \right]$$

Avec le filtrage de boucle, on obtient seulement le terme $\sin(\varphi - \hat{\varphi})$, ce qui correspond au signal d'erreur de phase, qui permettra de trouver le signal le plus proche du signal utilisé comme porteuse pendant l'émission.

2.6.3. Filtrage adapté et Seuillage.

Après d'avoir trouvé le signal approprié pour l'oscillateur local, il faut faire un filtrage adapté à la séquence PN envoyée, qui permettra de détecter les pics et d'estimer les symboles d'information. Les pics du filtrage adapté correspondent à l'autocorrélation entre le signal reçu et la séquence PN, qui permet la bonne réception d'un symbole.

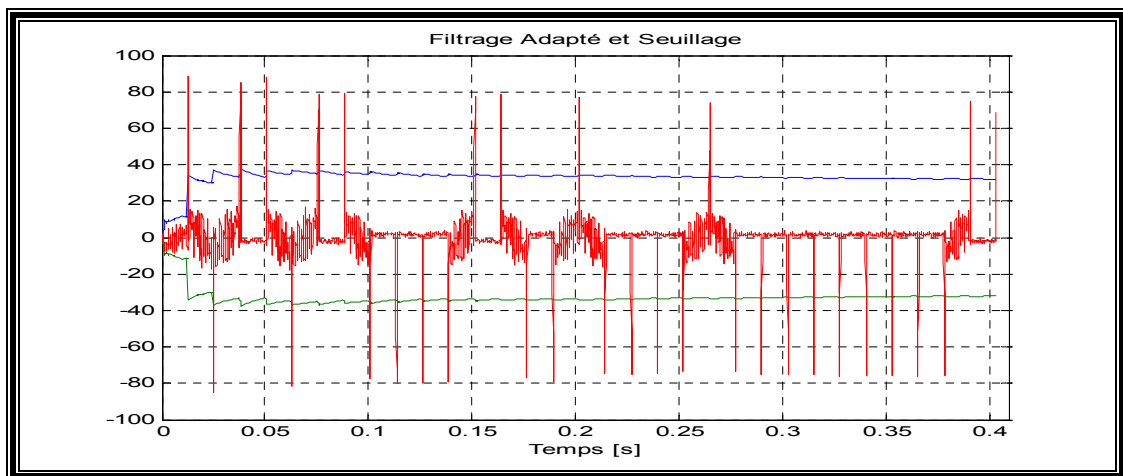


Figure 13 : Exemple de la sortie du filtrage adapté et seuillage.

Il est important de se rendre compte que la hauteur des pics d'autocorrélation significatifs est considérablement plus grande que l'amplitude moyenne du signal: par conséquent, il est possible de faire un seuillage.

En présence d'un bruit gaussien à l'entrée la sortie du filtrage adapté est comprise entre -3 écart-type et 3 écart-type : en dehors du signal utile en fixant ces valeurs comme seuil, quand il y a un dépassement (présence d'un pic) cela signifie qu'il y a un symbole qui est reçu. Le signe du symbole correspondra au signe du symbole reçu.

2.6.4. Estimation des symboles.

La reconstruction du signal émis est faite grâce aux signes et aux dates d'arrivée en sortie du filtrage adapté.

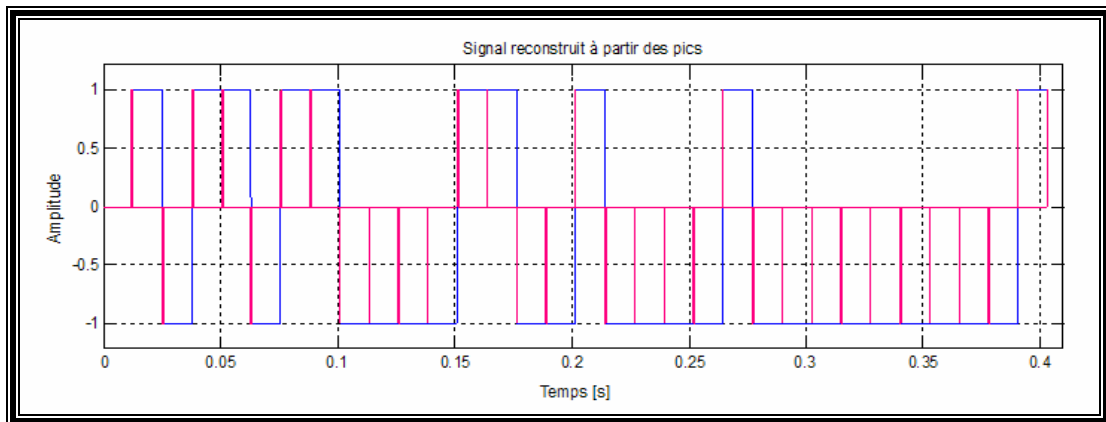


Figure 14 : Exemple de la reconstruction du signal à partir des pics.

3. IMPLEMENTATION DU SYSTEME SOUS MATLAB

La programmation a été effectuée d'abord avec Matlab puis sous Simulink avec les toolbox de Communications et de traitement du signal.

3.1. Description du programme implémenté sous Matlab pour le système CDMA avec modulation BPSK.

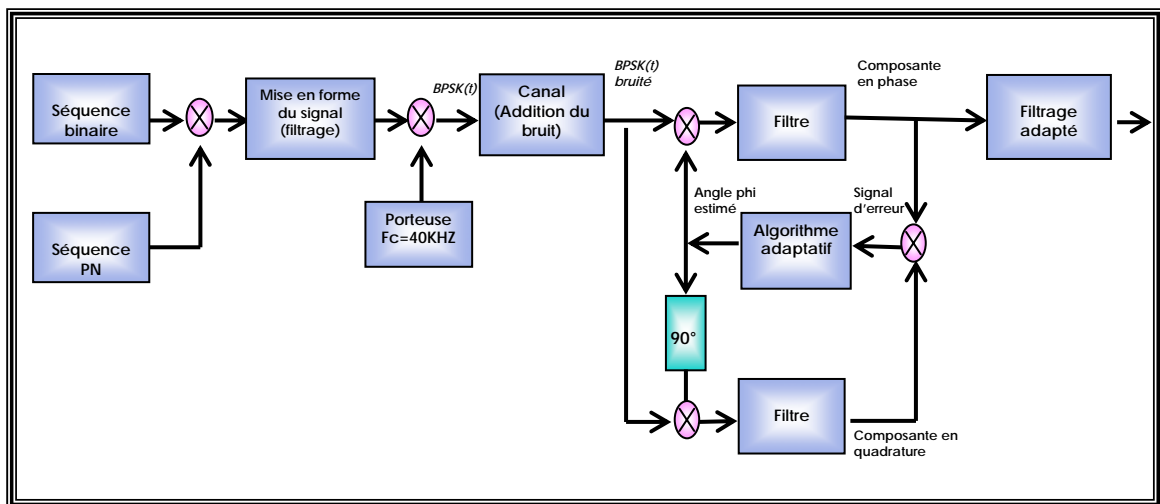


Figure 15 : Diagramme du système implémenté sous Matlab.

Nous créons une séquence binaire de 3 bits codés par une séquence PN. Après nous mettons en forme en filtrant par une fenêtre de Hann (Figure 9). Les séquences PN étudiées étaient de longueurs 63 ou 127 chips. La durée d'un chip a été fixée à $T_c=0,2\text{ms}$.

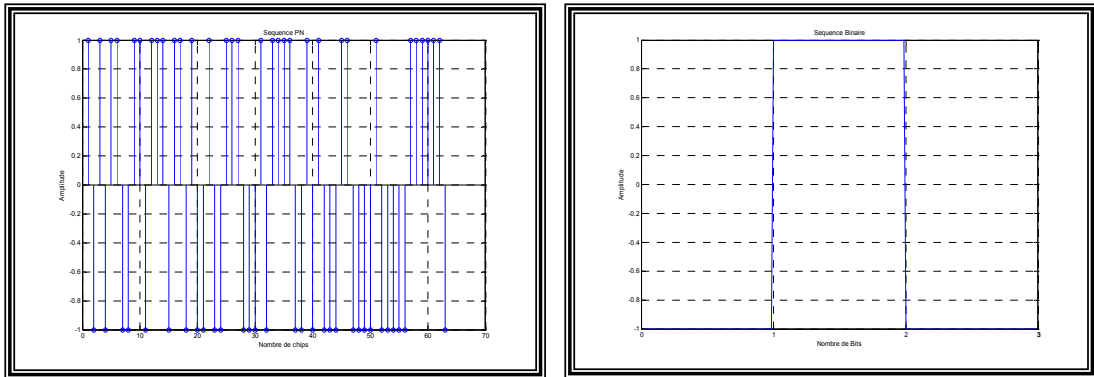


Figure 16 : Séquence PN de 63 chips et séquence binaire de 3 bits.

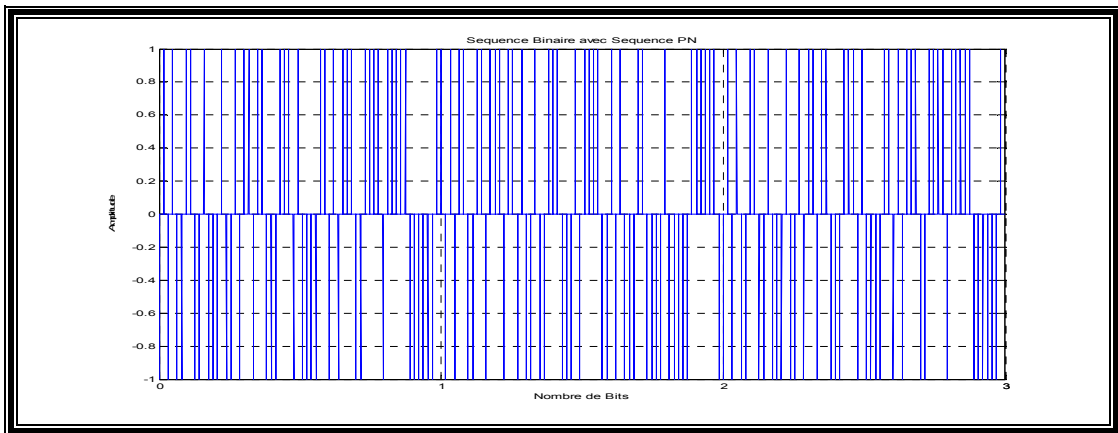


Figure 17 : La séquence binaire avec la séquence PN

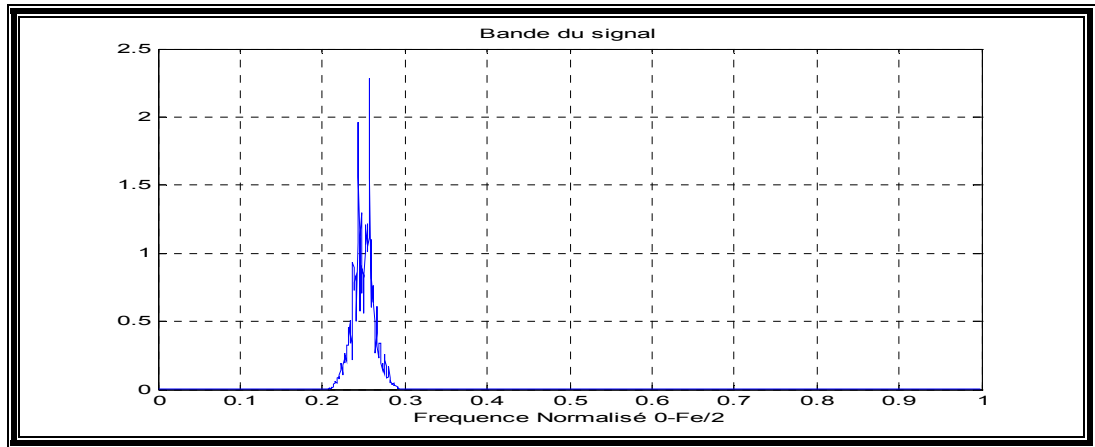


Figure 18 : Bande du signal ($F_c/2=160\text{kHz}$)

Dans la figure 18 on voit que le signal est centré en 0.25 qui correspond à 40kHz, il a une largeur à peu près 5kHz autour de la fréquence centrale.

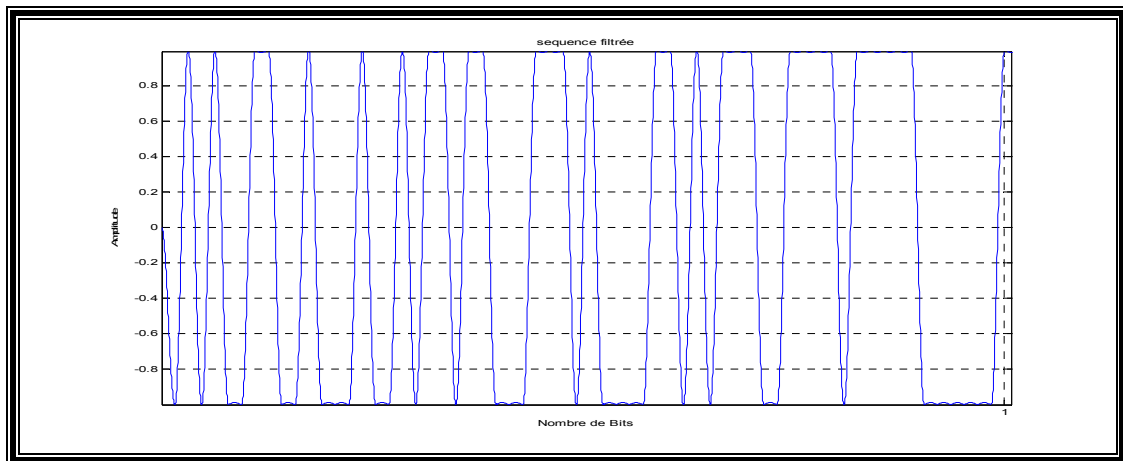


Figure 19 : Séquence filtrée par la fenêtre de Hann (Figure 1 Bit)

Nous passons de la bande de base au signal en bande transposée en faisant un produit avec la porteuse de fréquence $F_c=40\text{kHz}$ (modulation BPSK). Cette

porteuse peut être déphasée d'un angle α et être décalée d'une fréquence F_{dop} représentant l'effet Doppler. La fréquence d'échantillonnage est $F_e=320\text{KHz}$.

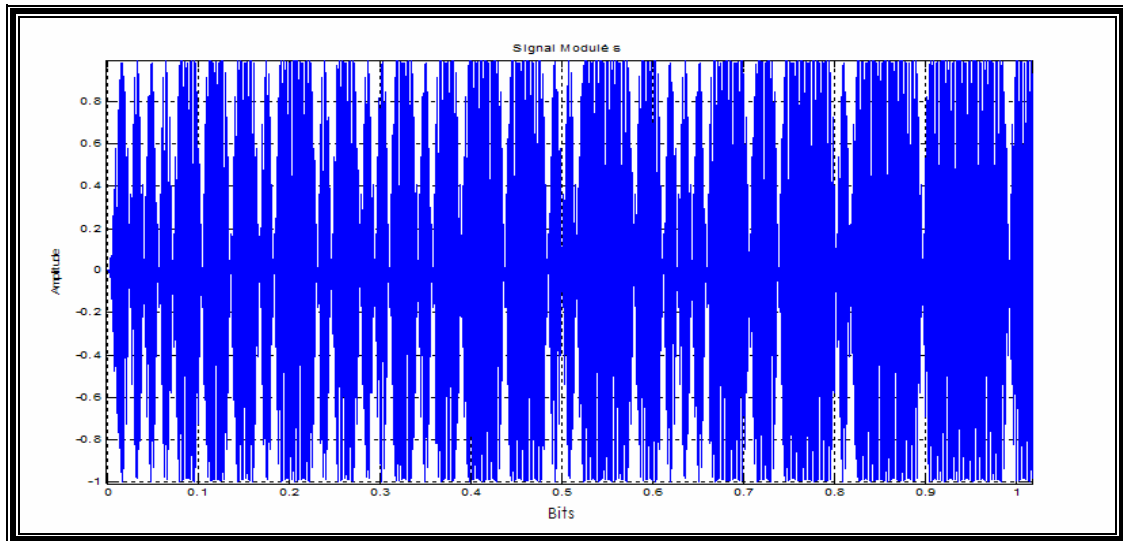


Figure 20 : Signal modulé (Figure 1 Bit)

Nous créons un bruit gaussien blanc de bande passante 10kHz et centré autour de 40kHz (fréquence de la porteuse).

Le bruit est créé de la manière suivante : avec une variable aléatoire on génère un bruit dans la bande de fréquence $0-F_e/2$. Ce bruit est filtré dans une bande de 10kHz autour de la fréquence centrale F_c . Ensuite, nous calculons la variance de ce bruit filtré.

Pour choisir le rapport signal sur bruit en entrée, on cherche la valeur d' α , permettant de fixer le rapport signal sur bruit dans la bande.

$$\left[\frac{S}{B} \right]_{dB} = 10 \log \left(\frac{A_c^2}{\sigma^2 \alpha} \right)$$

d'où:

$$\alpha = \left(\frac{A_c^2}{\sigma^2} \right) 10^{-\frac{\left[\frac{S}{B} \right]}{10}}$$

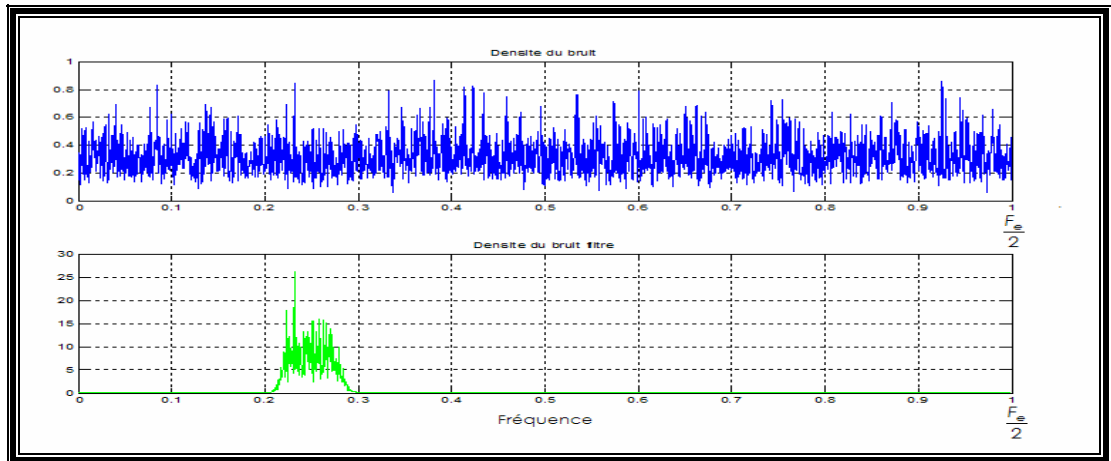


Figure 21 : Rapport signal sur bruit de 5dB dans la bande du signal.

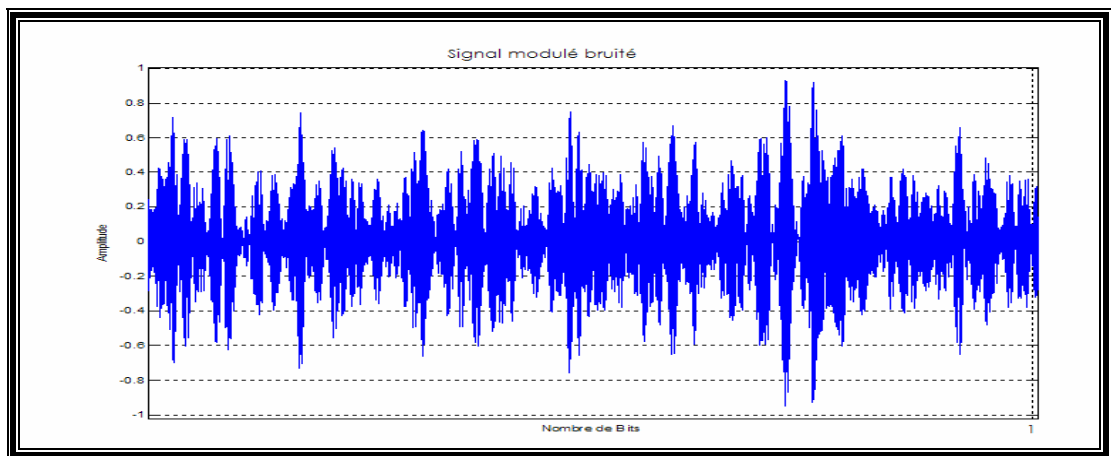


Figure 22 : Signal modulé bruité (Figure 1 bit), SNR=5 dB, phi=60°

Le signal reçu (signal émis + bruit) est normalisé à 1, les filtres passe bas de la boucle de Costas sont normalisés pour avoir un gain de 1.

A la réception du signal, nous mettons en œuvre la boucle de Costas afin de récupérer le signal modulant. La boucle de Costas a pour but de synchroniser l'oscillateur local avec la phase instantanée de la porteuse ($\alpha + 2\pi F_{dop}t$).

Afin de calculer le déphasage on utilise l'algorithme adaptatif suivant [10] :

$$\hat{\varphi}_k = \hat{\varphi}_{k-1} + \gamma \hat{\xi}_k$$

où : $\hat{\varphi}$ correspond à la phase estimée

γ est le pas (vitesse d'adaptation de la phase estimée)

$\hat{\xi}$ est l'erreur de phase

La valeur du pas γ a été fixée avec l'étude de la convergence de la phase estimée.

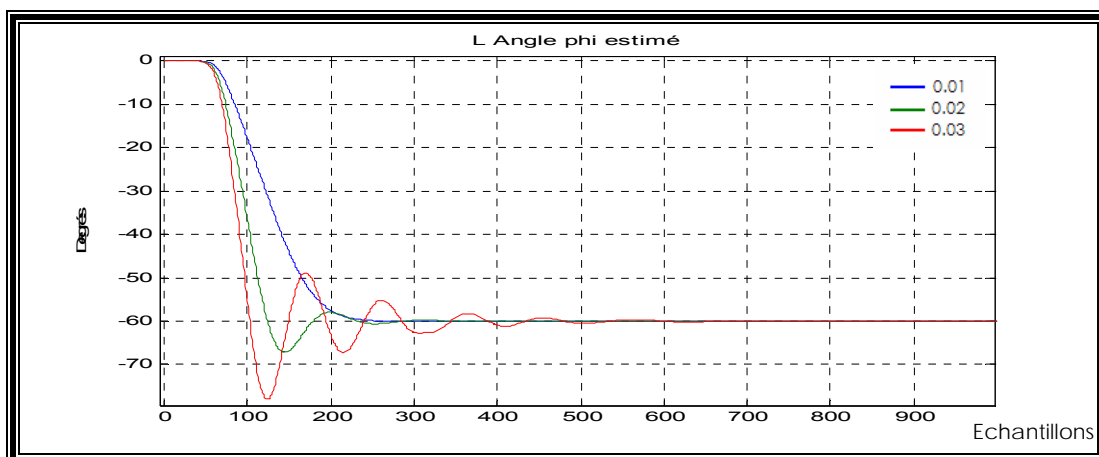


Figure 23 : Convergence de la phase estimée en fonction de la valeur du γ

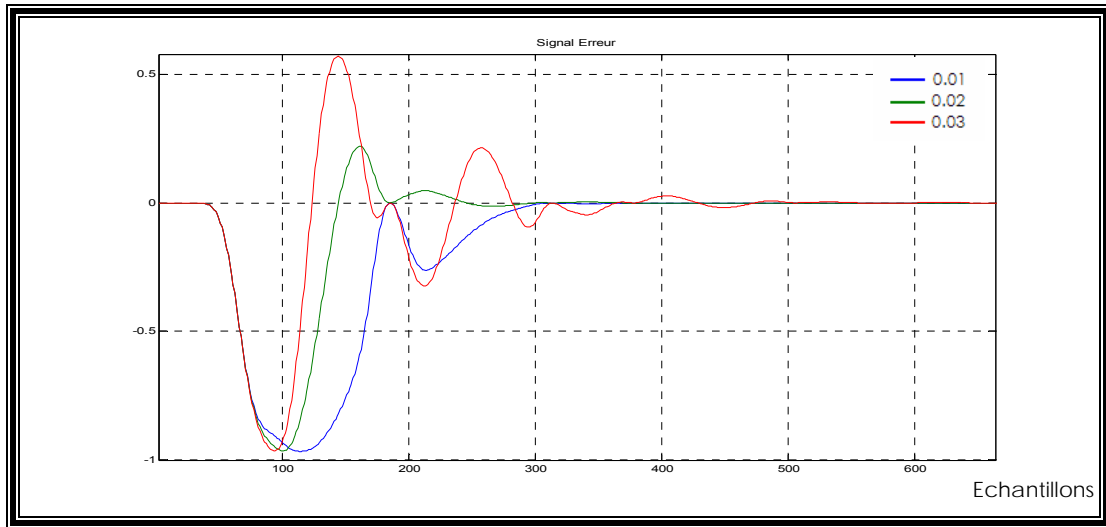


Figure 24 : Signal d'erreur pour différents valeurs du pas γ .

Sur les figures 23 et 24 on peut voir que la vitesse de convergence de la phase et l'erreur varie en fonction du pas d'adaptation. On trouve que le meilleur compromis entre la vitesse de convergence et le taux d'oscillation se situe pour des valeurs de pas de 0.02 ou 0.03. En effet, la convergence se fait rapidement autour de la valeur finale, et l'amplitude des oscillations est peu élevée.

Les signaux dans la boucle de Costas (signal en phase, signal en quadrature, signal d'erreur et l'angle estimé) sont les suivants :

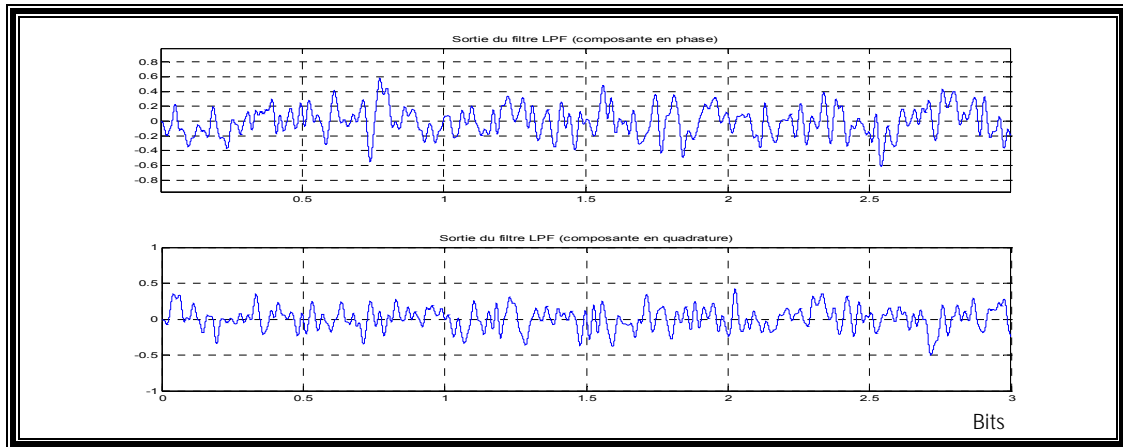


Figure 25 : Composants en phase et quadrature de la boucle de Costas, SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$

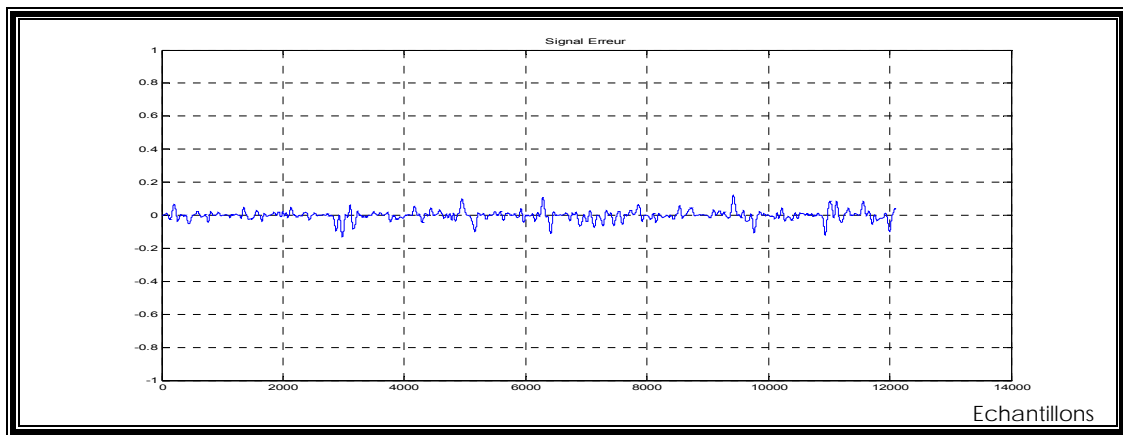


Figure 26 : Signal d'erreur, SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$.

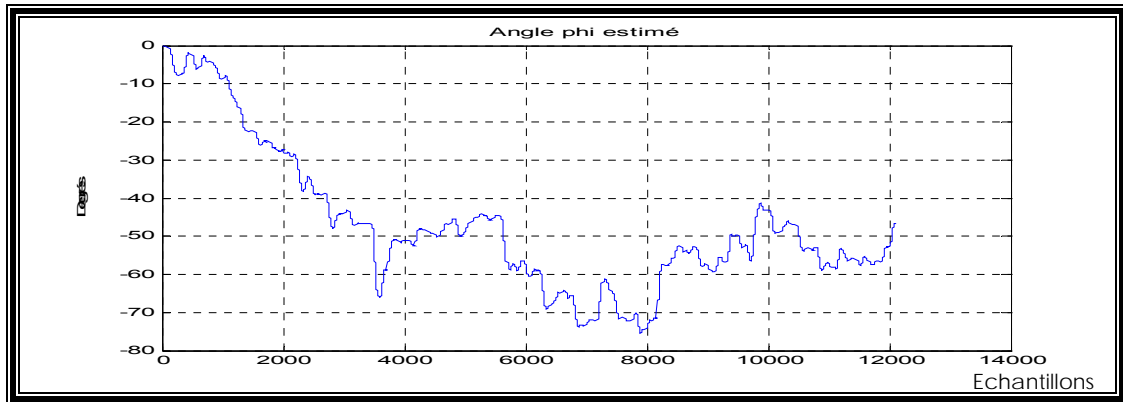


Figure 27 : Angle estimé, SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$

On voit sur la figure l'angle estimé tendre vers la valeur de l'angle de déphasage (60°) qu'on a mis comme paramètre de la simulation.

Les performances obtenues après filtrage adapté à la séquence PN en sortie de la boucle de Costas (sortie du filtre passe bas en phase $I(t)$) sont présentées ci-après.

Filtrage adapté à la sortie de la boucle Costas :

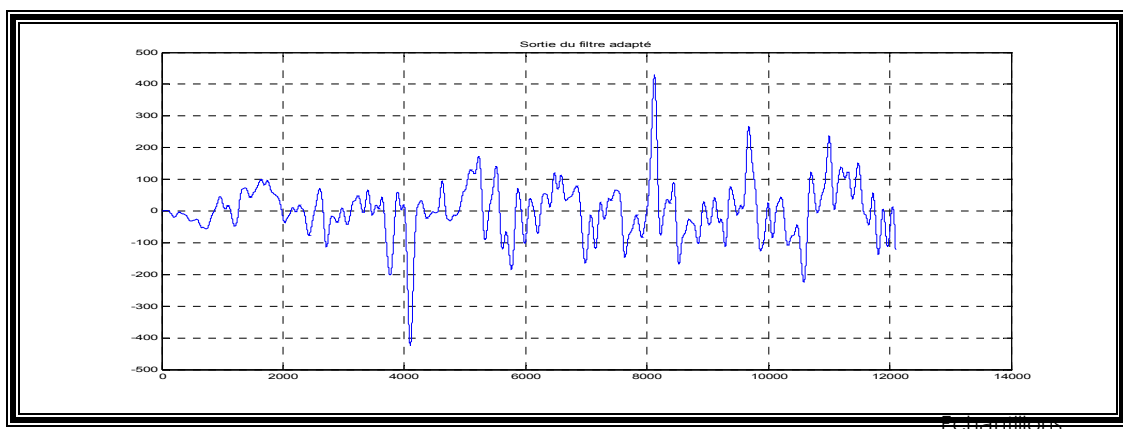


Figure 28 : Sortie du filtrage adapté, $N_c=63$, SNR=5 dB, $\phi=60^\circ$.

Dans la figure précédente les pics importants sont bien distinguables : par conséquent il est possible de récupérer l'information.

3.1.1. Résultats.

La simulation a été réalisée pour 3 bits à cause du temps de simulation nécessaire. Pour trouver la phase de l'oscillateur local il faut une grande quantité de calculs.

Le système programmé sur Matlab fonctionne bien pour une séquence PN de 63 chips jusqu'à une valeur de rapport signal sur bruit de 5dB avec un déphasage de 60° mais sans doppler.

Avec l'addition du doppler les performances du système implémenté commencent à diminuer. Le système fonctionne bien avec une fréquence doppler de 20Hz et un rapport signal sur bruit de 10dB. Quand la valeur de doppler augmente ou le SNR diminue, certains pics ne sont plus distinguables.

Avec une séquence de 127 chips le système fonctionne bien jusqu'à une valeur de fréquence doppler de 30Hz avec un rapport signal sur bruit de 10dB.

Pour un rapport signal sur bruit égal à 10dB dans la bande du signal, une fréquence Doppler de 10 Hz et un déphasage de 60° , la sortie du filtrage adapté est:

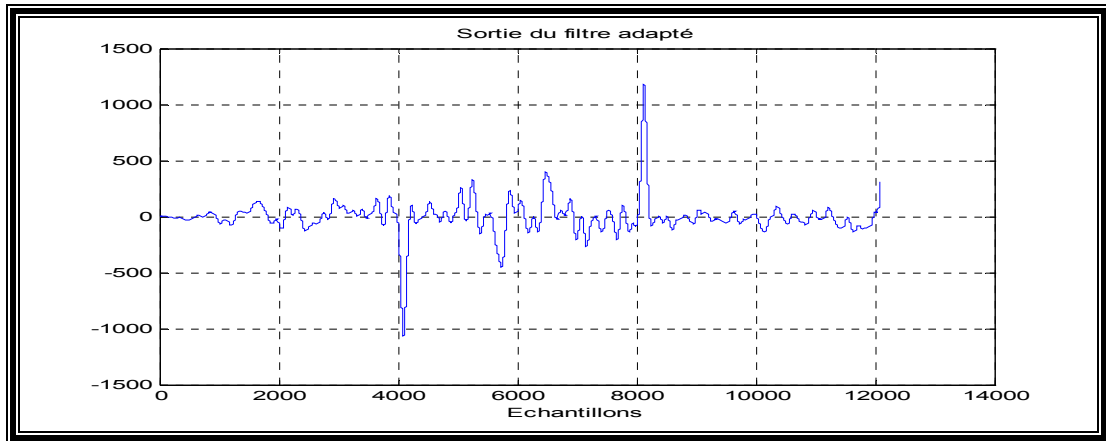


Figure 29 : Sortie du filtrage adapté, $N_c=63$, $SNR=10$ dB, $\phi=60^\circ$, $F_{dop}=10$ Hz.

Pour une séquence PN de 127 chips, $SNR=10$ dB, $F_{dop}=30$ Hz et déphasage= 60°

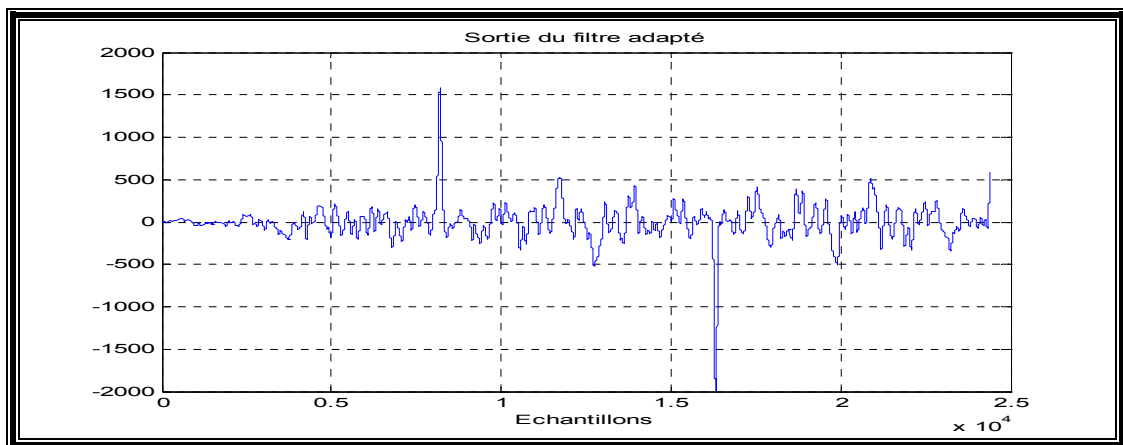


Figure 30 : Sortie du filtrage adapté, $N_c=127$, $SNR=10$ dB, $\phi=60^\circ$, $F_{dop}=30$ Hz.

3.2. Description du diagramme de blocs implémenté sous Simulink de Matlab pour le système avec modulation BPSK.

Le système implémenté sur Simulink pour la modulation BPSK comporte six modules principaux :

1. Modulation BPSK
2. Addition du bruit au signal modulé
3. Récupération de la porteuse (Boucle de Costas)
4. Filtrage Adapté et seuillage
5. Mise en forme du signal filtré
6. Reconstruction du signal reçu et comparaison avec le signal initial.

3.2.1. Modulation BPSK

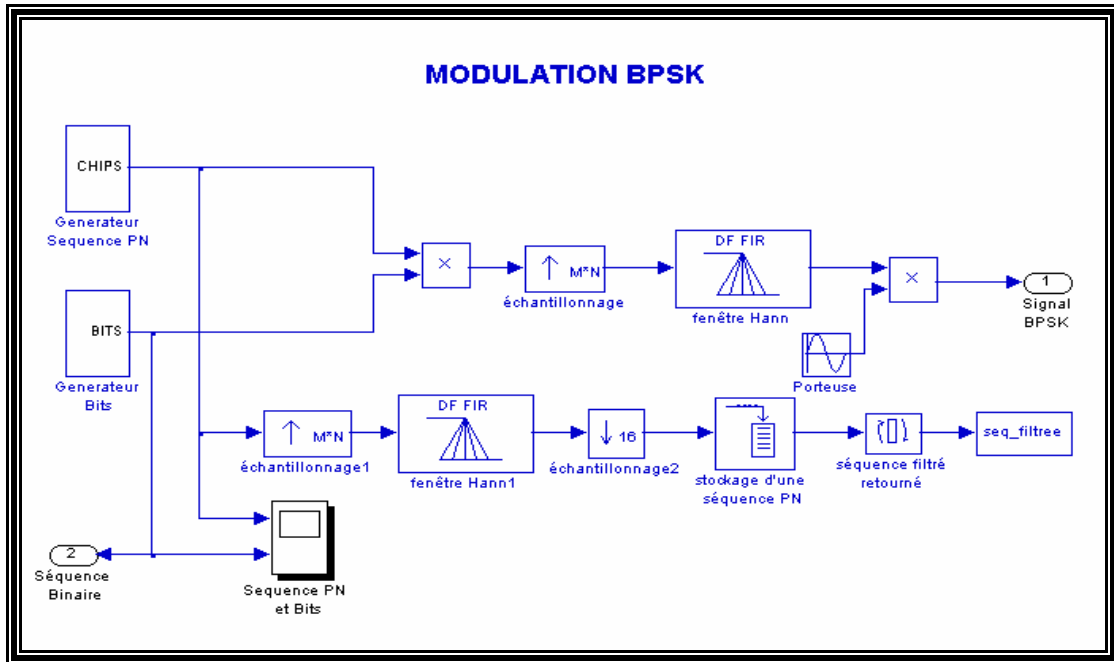


Figure 31 : Diagramme des blocs de la modulation BPSK implémentée sur Simulink

Description des blocs utilisés et du fonctionnement du système

Le bloc Générateur séquence PN (Annexe A.2.2., Figure 59) utilise le "PN Sequence Generator" de simulink, dans ce bloc il faut mettre la valeur des coefficients du polynôme générateur de la séquence PN.

Le bloc "PN Sequence Generator" a une sortie binaire 0 ou 1, nous mettons le signal entre 1 et -1 pour faciliter la modulation BPSK.

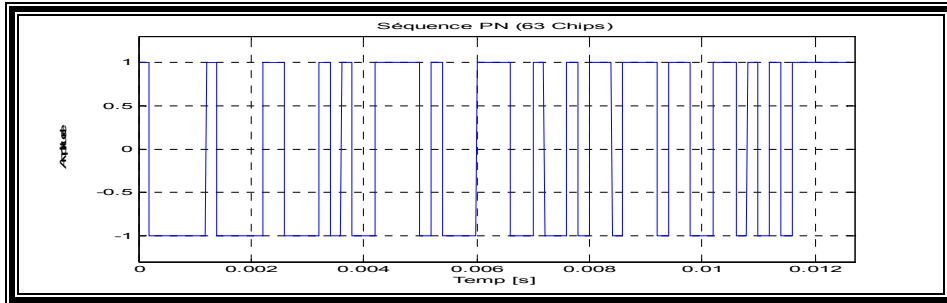


Figure 32 : Séquence PN générée par le bloc « Générateur séquences PN »

Nous faisons de manière semblable pour le bloc générateur de la séquence binaire (Annexe A.2.2., Figure 60), parce que le “Bernoulli Binary Generator” de Simulink génère aussi la séquence aléatoire entre 0 et 1.

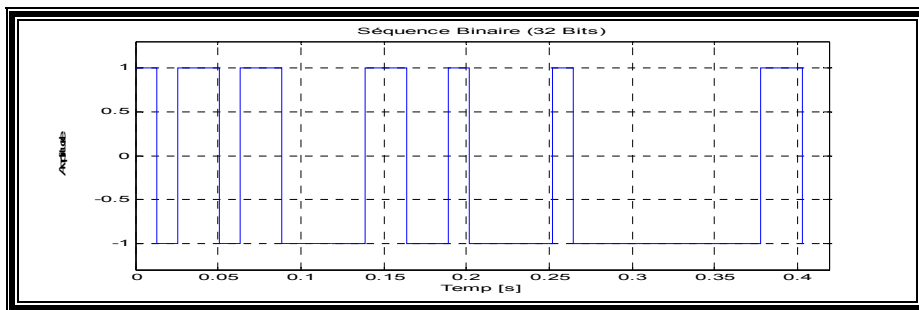


Figure 33 : Séquence binaire générée par le bloc « Générateur bits »

Dans la suite de la présentation nous garderons la même séquence binaire et la même séquence PN.

Après la génération des séquences on fait la multiplication entre les deux puis un suréchantionnage par un facteur de 64, ce qui correspond à la valeur de $M \cdot N$ (8 échantillons par période de la porteuse et 8 périodes par chip).

Le signal est ensuite filtré (réponse impulsionnelle : fenêtre de Hann, figure 9)

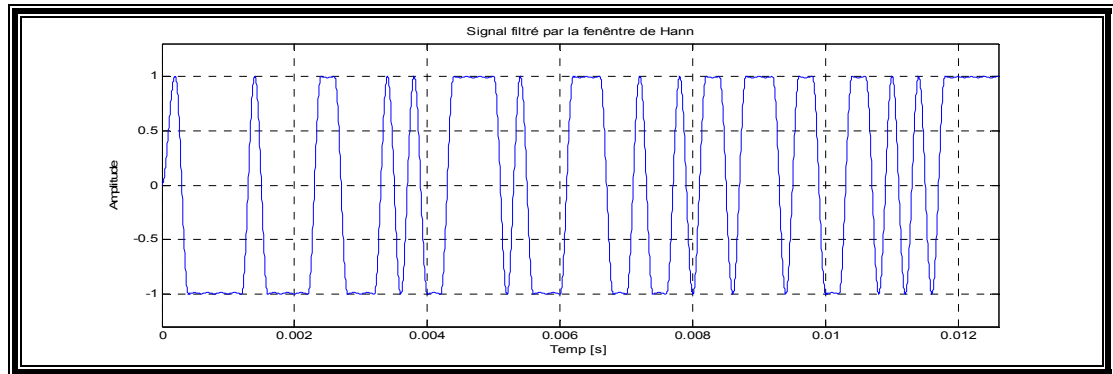


Figure 34 : Signal filtré par la fenêtre de Hann

Ensuite on fait la multiplication du signal avec la porteuse d'une fréquence de 40kHz, pour obtenir finalement le signal BPSK (figure 35).

La branche inférieure du schéma de modulation BPSK de la figure 31, effectue le filtrage de la séquence PN par le même filtre de mise en forme pour réaliser le filtrage adapté à la séquence PN en sortie de la boucle Costas.

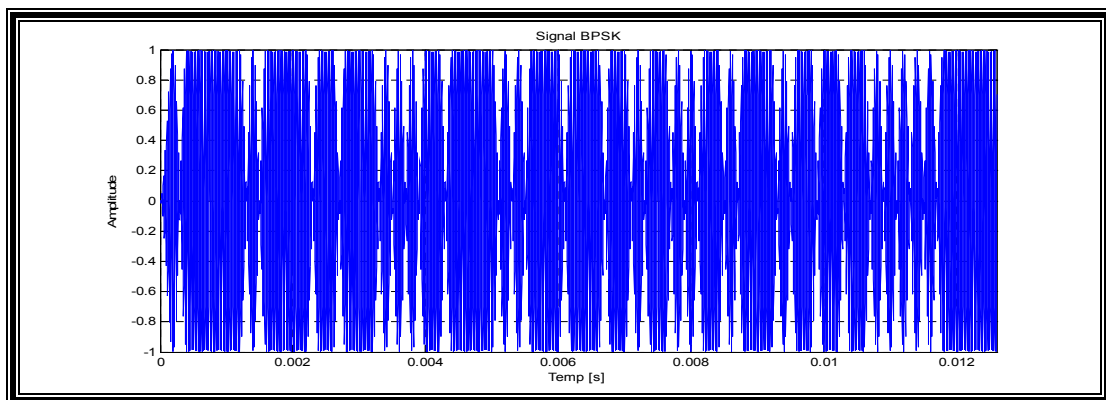


Figure 35 : Signal BPSK

3.2.2. Addition du bruit au signal modulé

3.2.2.1. Canal AWGN

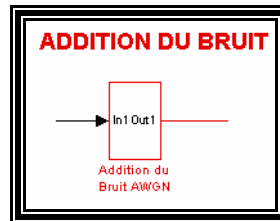


Figure 36 : Addition du bruit (Canal de Transmission)

Le bloc “AWGN channel” (Annexe 2.2, figure 61) de Simulink additionne un bruit blanc gaussien dans la bande de fréquence $0-F_c/2$ au signal d’entrée.

Dans le bloc “AWGN channel” il faut mettre la valeur du rapport signal sur bruit (SNR) dans la bande de fréquence $0-F_c/2$ et la valeur de puissance du signal d’entrée.

La figure suivant est le résultat de la simulation pour un rapport signal sur bruit de 10dB dans la bande de fréquence. C’est la figure d’un bit.

Dans la figure 37 : le premier figure représente le signal d’entrée (signal BPSK) du bloc “Addition du bruit AWGN”, le deuxième est le signal après de l’addition du bruit, le troisième correspond au signal bruité normalisé, et le quatrième correspond à la recherche du maximum du signal (il y a une transition pendant qu’il cherche le maximum, ce qui fait que le signal normalisé au début a une amplitude plus grande qu’à la fin).

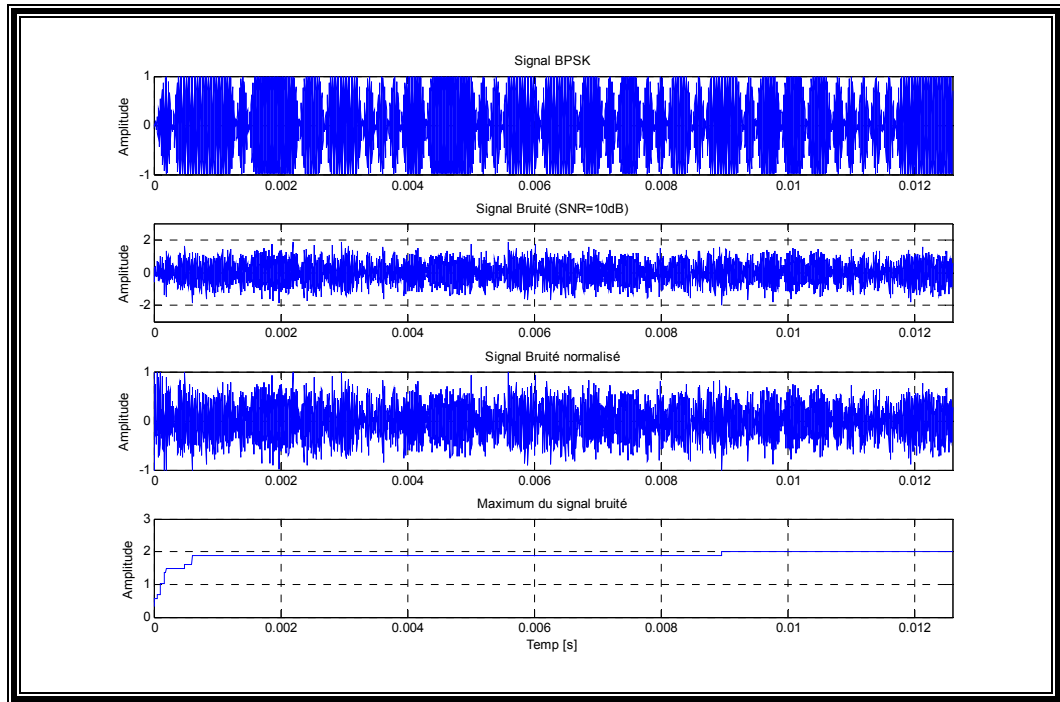


Figure 37 : Signal+Bruit (SNR=10dB dans la bande de fréquence)

3.2.2.2. Canal Rayleigh

On a implémenté le système utilisant un canal de communication Rayleigh (paragraphe 2.5.2.).

Simulink a un bloc qui simule ce type de canal «Multipath Rayleigh Fading Channel»

Dans ce block il faut mettre la valeur maximum de la fréquence doppler [Hz], les valeurs de retard des échos[s] et le gain [dB] de ceux-ci.

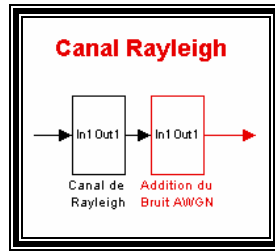


Figure 38: Canal Rayleigh

Le bloc “Multipath Rayleigh fading channel” fonctionne seulement si l’entrée correspond à un signal complexe, il faut donc transformer le signal réel en un signal complexe (Annexe A.2.2., figure 62).

Il faut remarquer que le bruit est généré dans toute la bande de fréquence, c’est-à-dire la bande du signal a toujours une différence d’un facteur de -15.05 dB, valeur donnée par : $-10\log_{10}(\text{Bande du signal}(5\text{kHz})/(\text{Fe}/2))$.

3.2.3. Récupération de la porteuse (Boucle de Costas)

Figure 39: Diagramme des blocs de la boucle de Costas implémentée sur Simulink

La boucle de Costas est composée par un filtre passe bas (que nous avons choisi dans un premier temps de type Hann) dans chaque branche du schéma (branche en phase et en quadrature).

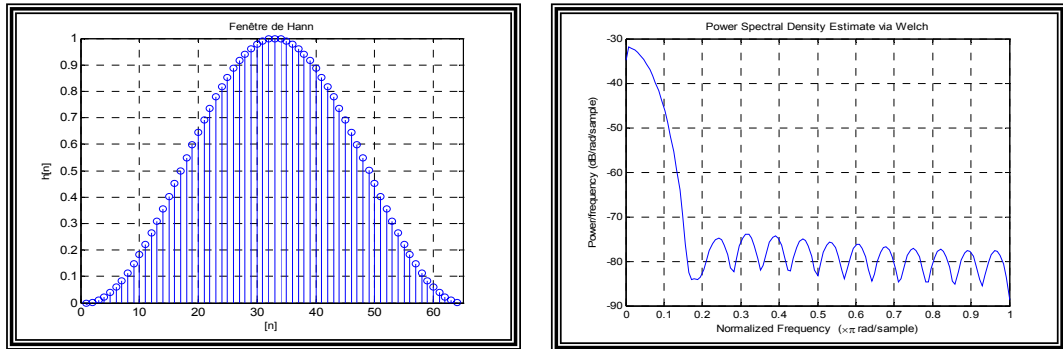


Figure 40 : Fenêtre de Hann et son spectre (Fréquence normalisé 0- $F_c/2=160\text{kHz}$).

Après la multiplication du signal en phase avec celui en quadrature, il y a un filtre de boucle qui donne le signal pour contrôler le VCO, ce qui corrige la phase de l'oscillateur local. L'oscillateur local est déphasé z^{-2} (retard 2 échantillons : $\Delta\varphi=\pi/2$) pour avoir un sinus et être multiplié dans la branche supérieure par le signal BPSK.

Pour cette étape on utilise un filtre numérique et un VCO discret de Simulink; dans le filtre de boucle numérique il faut donner les valeurs du numérateur et dénominateur de la fonction de transfert. Dans notre cas le numérateur a une valeur de γ de [0.2] et le dénominateur les valeurs [1 1], ce qui produit de l'algorithme suivant [10] :

$$\hat{\varphi}_k = \hat{\varphi}_{k-1} + \gamma \zeta_k^E$$

Dans le bloc VCO on met les paramètres suivants : l'amplitude du signal de sortie (l'oscillateur local), la fréquence quand l'entrée du VCO est nulle (Fréquence de la porteuse), la sensibilité [Hz/V], la phase initiale et le temps d'échantillonnage.

Figures des signaux dans la boucle (signal en phase, signal en quadrature et

multiplication du signal en phase par le signal en quadrature (signal d'erreur))

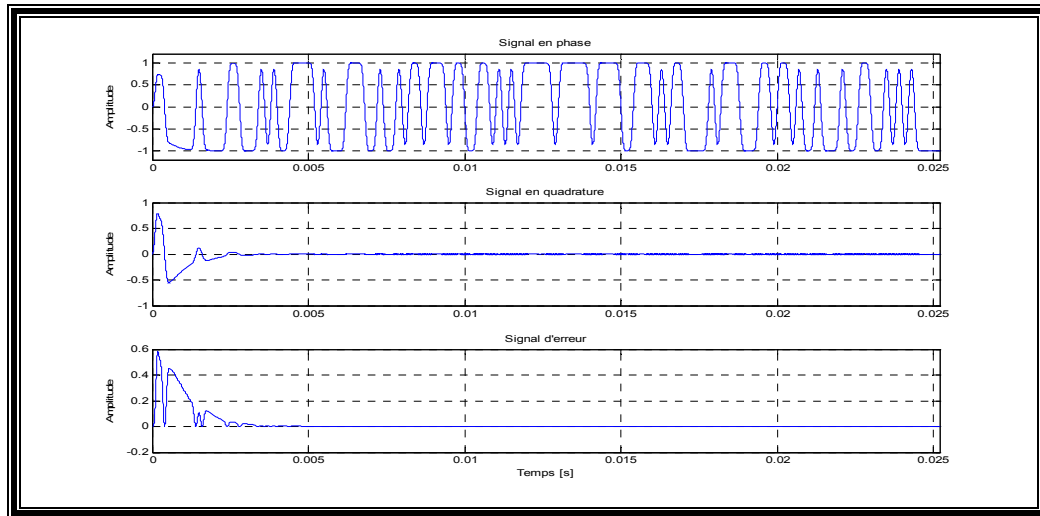


Figure 41 : Signaux dans la boucle, SNR=10dB dans la bande de fréquence [0-Fe].

3.2.4. Filtrage Adapté

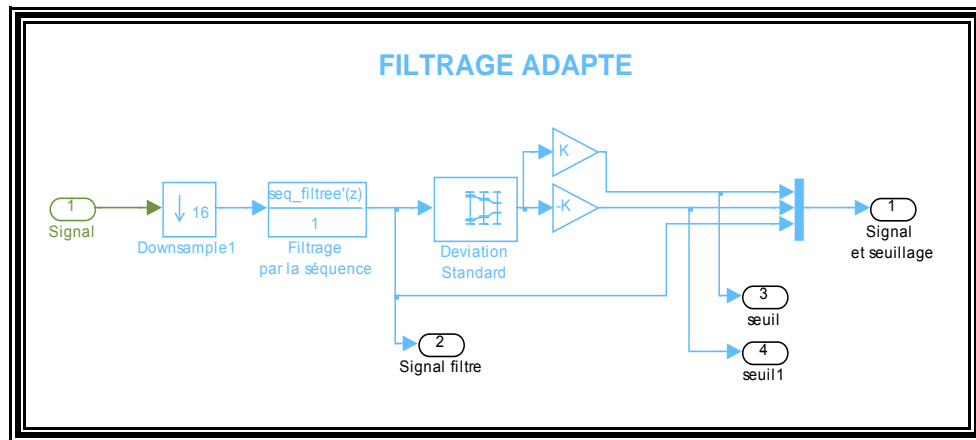


Figure 42: Diagramme des blocs du filtrage adapté implémenté sur Simulink

Après avoir récupéré la porteuse dans la boucle de Costas on diminue le nombre

d'échantillons pour réaliser le filtrage adapté à la séquence PN : à la sortie on trouve les pics d'autocorrélation; ensuite on cherche l'écart-type avec le bloc de Simulink 'déviation standard' pour regarder quels pics sont plus hauts que le niveau de 3*écart-type (on suppose le bruit gaussien).

3.2.5. Récupération de l'information.

Avec le schéma suivant on peut détecter seulement les pics et ignorer le reste du signal, ce qui permettra de reconstruire le signal de façon plus simple.

On ne retient que l'information dépassant les seuils et les instants de dépassement. Le reste du signal est ignoré. Ensuite, on regroupe les pics positifs et négatifs pour avoir le signal complet.

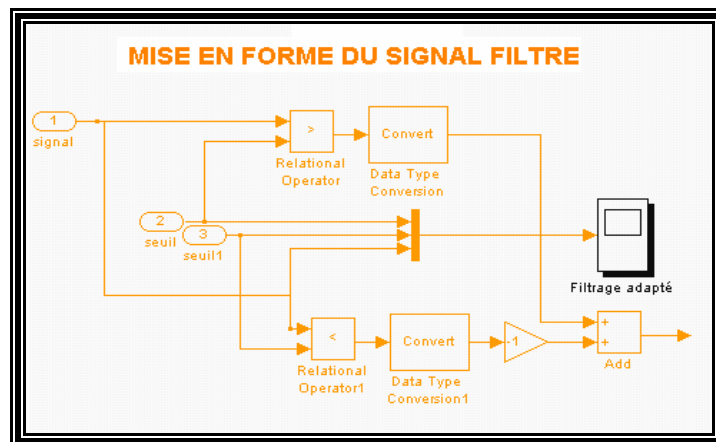


Figure 43 : Diagramme des blocs de la mise en forme du signal filtre

Par exemple, dans la figure suivant on a la sortie du filtre adapté, le signal obtenu après le schéma de mise en forme du signal.

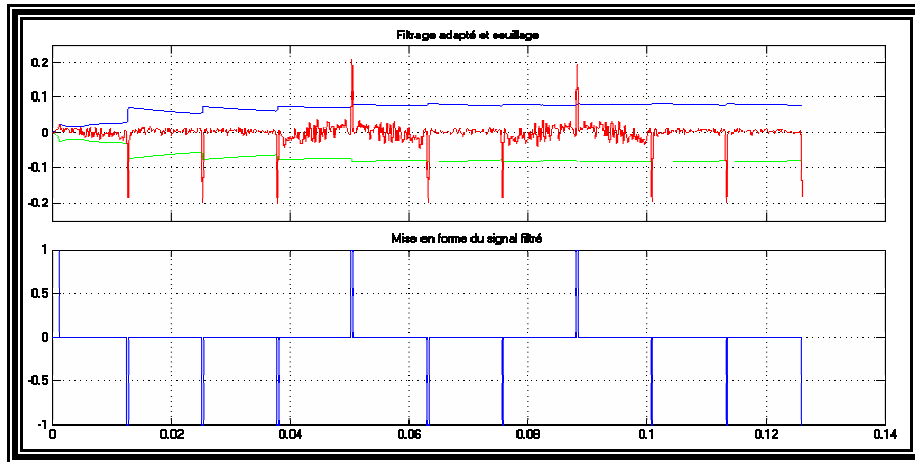


Figure 44: Sortie du filtrage adapté et seuillage et mise en forme du signal, SNR=10dB

3.2.6. Reconstruction du signal reçu et comparaison avec le signal initial.

On a implémenté un comparateur qui prend le signal obtenu dans l'étape antérieure et qui regarde où sont situés les pics. Quand il trouve un pic cela signifie que c'est le début d'un symbole et il reconstruit le symbole jusqu'à trouver le pic suivant, c'est-à-dire le symbole suivant. Etant donné que le pic est à la fin du symbole, il se présente un décalage d'un symbole par rapport à la séquence initiale.

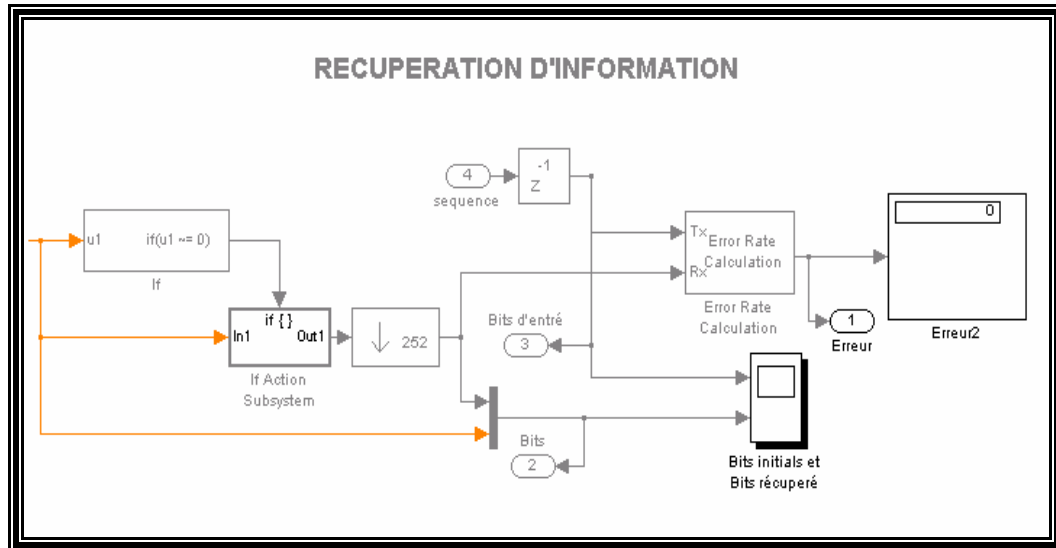


Figure 45: Récupération de l'information

La figure suivant correspond à l'oscilloscope de la figure 21 qui montre le signal reconstruit à partir des pics ; le deuxième figure montre le signal binaire initial.

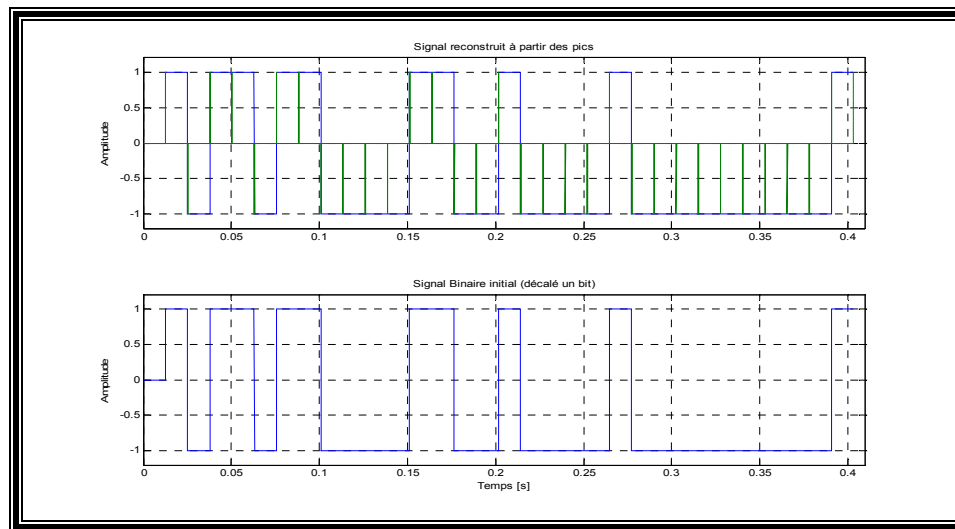


Figure 46 : Comparaison du signal récupéré avec le signal initial.

Après la récupération du signal on fait une comparaison avec la séquence initiale

(décalée d'un symbole) et on trouve la quantité de symboles différents qu'on a récupéré, c'est à dire les erreurs à la réception. Cela est réalisé avec le bloc de simulink 'Error rate calculation' qui compare deux signaux et avec un afficheur on peut savoir le moment où il y a une erreur et les comptabilise.

3.2.7. Résultats

On a commencé à tester à partir des séquences de longueur 63 chips. Les séquences d'un nombre inférieur de chips sont trop courtes, par conséquent : il y a des problèmes au niveau du circuit de récupération de phase. Ce qui donne un nombre élevé d'erreurs dans la récupération de la séquence initiale.

3.2.7.1. Canal Gaussien

Les simulations sous Simulink n'ont pas l'effet Doppler.

3.2.7.1.1. Séquence PN 63 chips

© SNR=10dB.

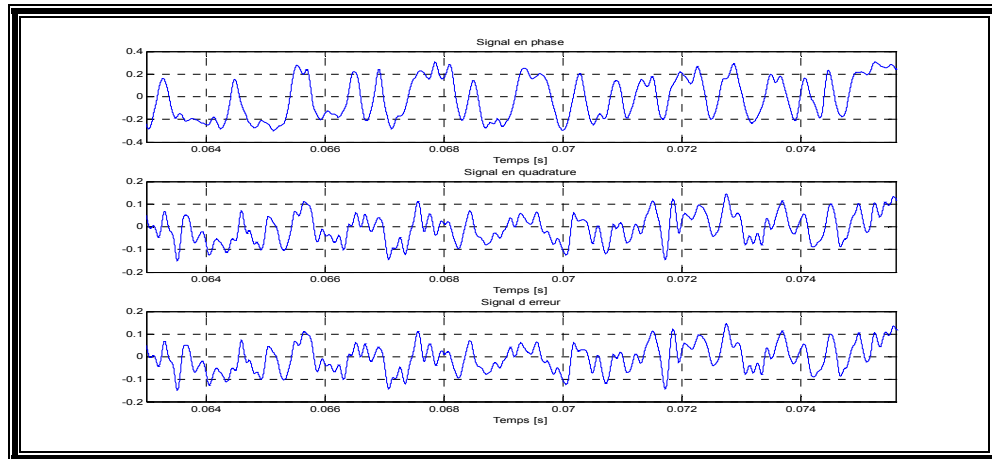


Figure 47 : Signaux dans la boucle (1 bit), SNR=0dB, Nc=63 chips.

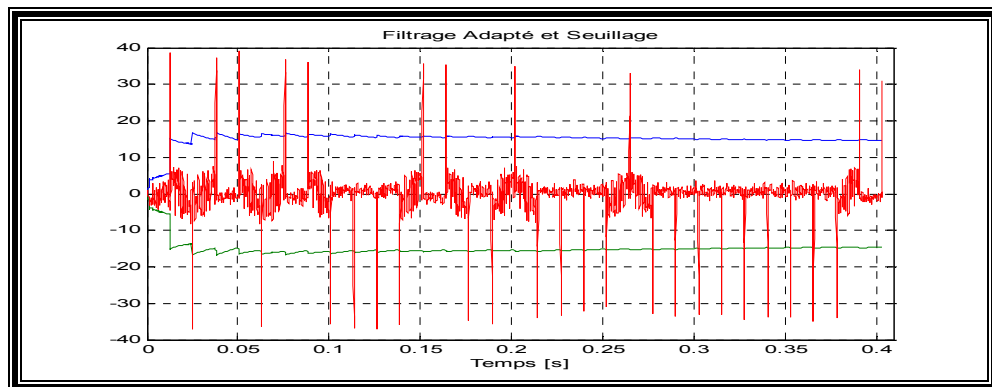


Figure 48 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=0dB, Nc=63 chips.

On peut observer que il n'y a pas problèmes de seuillage donc la reconstruction du signal se fera bien.

© SNR=-10dB.

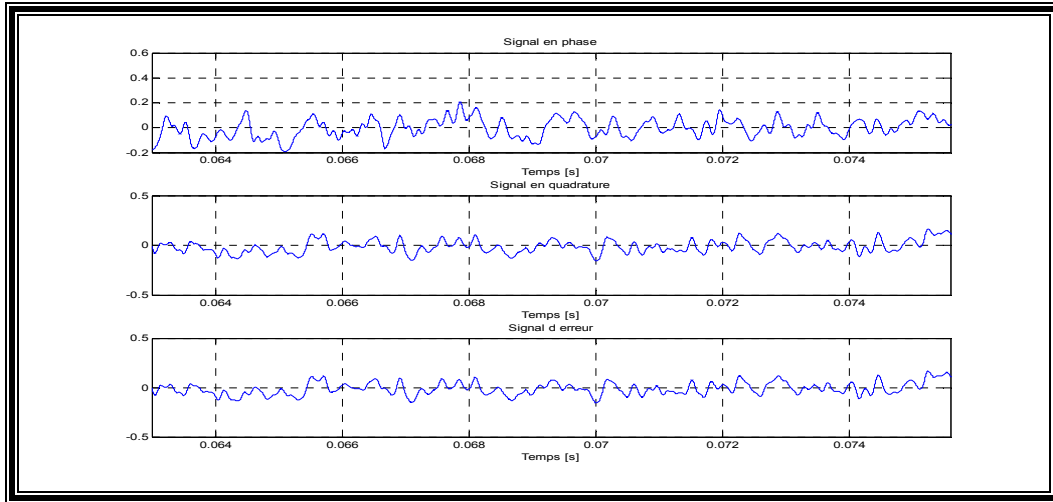


Figure 49 : Signaux dans la boucle (1 bit), SNR=-10dB, Nc=63 chips.

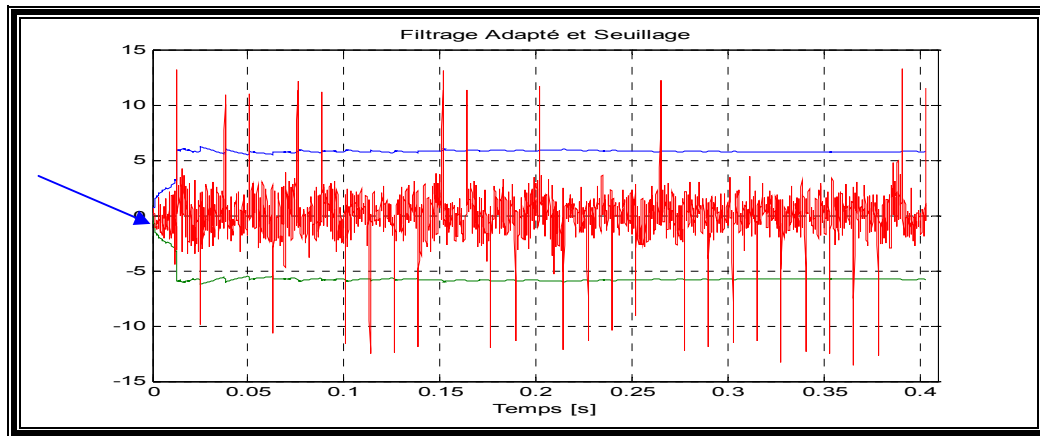


Figure 49 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=-10dB, Nc=63 chips.

Avec un SNR de -10dB, des problèmes apparaissent avec des pics qui ne sont pas importants, comme le pic signalé par la flèche. Néanmoins, il est important de dire que lors de la reconstruction du signal il n'y a pas encore d'erreur.

© SNR=-15dB.

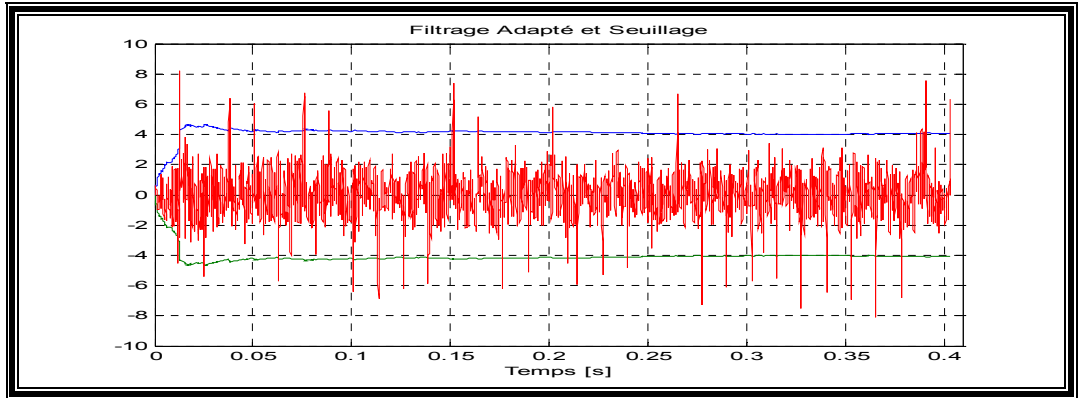


Figure 50 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=-15dB, Nc=63 chips.

On voit sur la figure 51 l'influence de pics secondaires différents du pic central de l'autocorrélation. Néanmoins la reconstruction élimine ici les pics parasites.

3.2.7.1.2. Séquence PN 127 chips

Les simulations pour les séquences de 127 chips ont été réalisées de manière similaire à celle des séquences de 63 chips.

Il y aura seulement les figures de filtrage adapté et de seuillage à différentes valeurs de rapport signal sur bruit, ceux-ci permettent de savoir si le système marche bien, c'est-à-dire si on peut récupérer l'information.

© SNR=0dB.

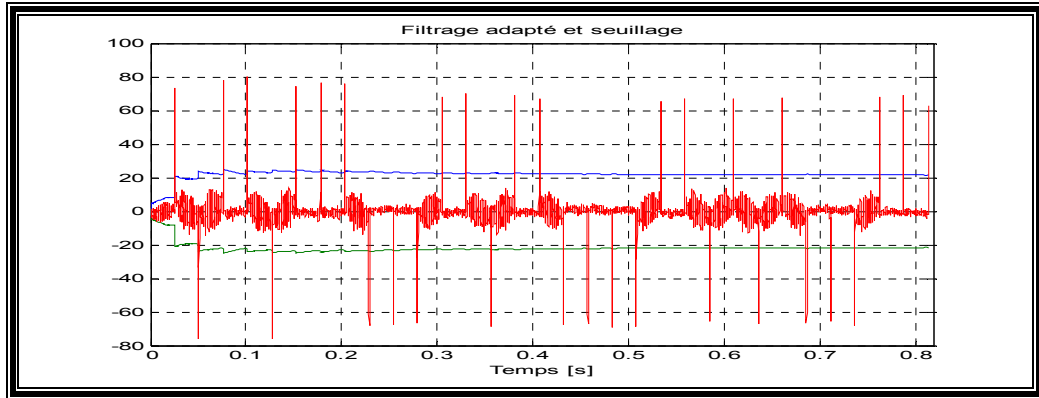


Figure 51 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=0dB, Nc=127 chips.

© SNR=-10dB.

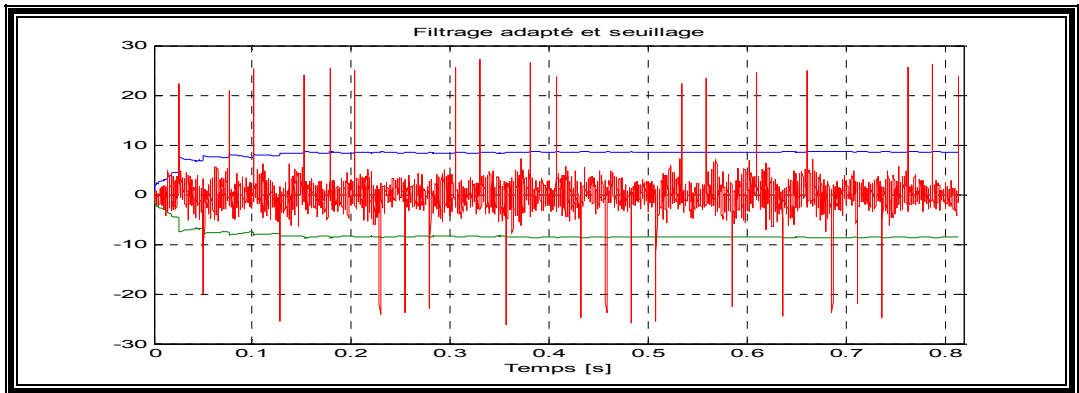


Figure 52 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=-10dB, Nc=127 chips.

© SNR=-15dB.

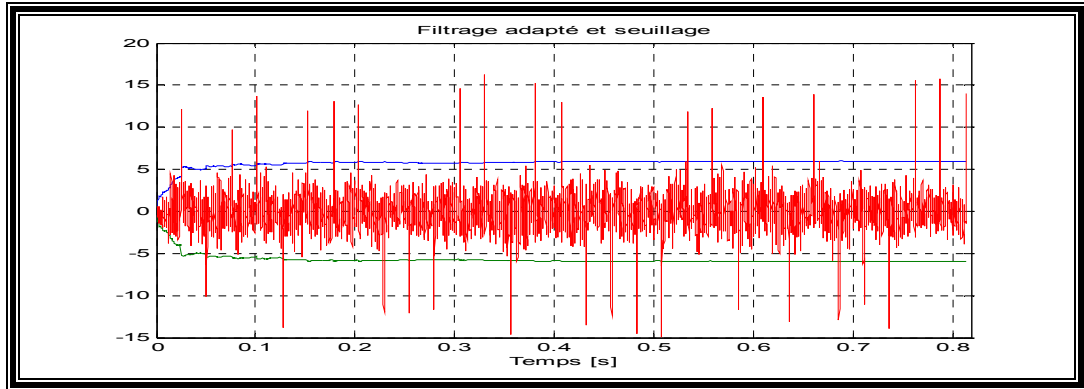


Figure 53 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, SNR=-15dB, Nc=127 chips.

Longueur de la séquence de Bits	Rapport signal sur bruit SNR [dB]	Taux d'erreur [%] Moyen		
32 Bits	Bande de fréquence	Bande du signal	63 chips	127 chips
	0	15	0	0
	-10	5	0	0
	-15	0	0	0
	-20	-5	30	6

Tableau 1 : Résultats des simulations utilisant canal de propagation Gaussien sans décalage en fréquence (Fdop)

Le taux d'erreur a été calculé seulement sur des séquences de 32 bits avec 4

simulations.

Le système a des meilleures performances grâce aux séquences plus longues, mais il présente l'inconvénient d'un temps de transmission plus long face aux variations du canal dans le temps.

3.2.7.2. Canal de Rayleigh

La simulation a été réalisée non seulement avec les effets du canal Rayleigh mais aussi avec du bruit blanc gaussien de -10dB dans la bande de fréquence, c'est-à-dire 5dB dans la bande du signal.

Les retards sont compris entre 5×10^{-4} s et 0.01s ce qui correspond à des différences de trajet de 0.75 et 15 mètres.

© Simulation avec les échos suivantes : retard [0 0.005 0.001] s et [0 -5 -10] dB.

La figure suivante la sortie du filtre adapté avec la présence de pics dus aux échos (quelques exemples désignés par des flèches)

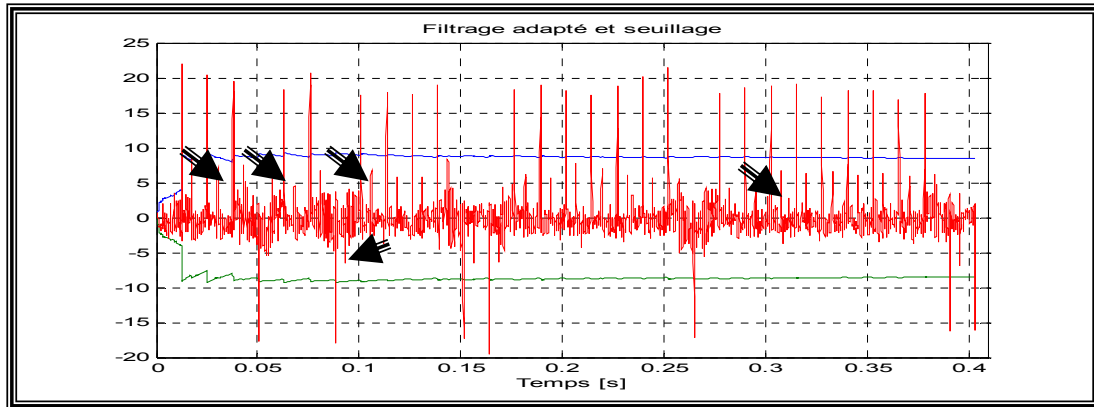


Figure 54 : Sortie du filtrage adapté et seuillage, retard [0 0.005 0.001] s et [0 -5 -10] dB.

Longueur de la séquence de Bits	Echos		Taux d'erreur [%] Moyen	
	Retard [s]	Gain [dB]	63 chips	127 chips
32 Bits	[0 0.0005 0.0001]	[0 -10 -15]	0	0
	[0 0.005 0.001]	[0 -5 -10]	0	0
	[0 0.005 0.001]	[0 -1 -5]	0	0
	[0 0.05 0.01]	[0 -5 -10]	18	6

Tableau 2 : Résultats des simulations utilisant un canal de propagation de type Rayleigh

Dans l'annexe A.2.2., on présente les figures résultats des simulations : l'influence

des pics due aux échos est évidente.

3.3. Description du diagramme de blocs implémenté sur Simulink de Matlab pour le système avec modulation QPSK.

Pour la modulation QPSK on utilise la boucle d'élévation à la puissance M [4].

Le système implémenté sur Simulink pour la modulation QPSK a quatre modules principaux :

1. Modulation QPSK
2. Addition du bruit au signal modulé
3. Récupération de la porteuse (La Boucle d'élévation à la puissance M)
4. Démodulation et récupération du signal

3.3.1. Modulation QPSK

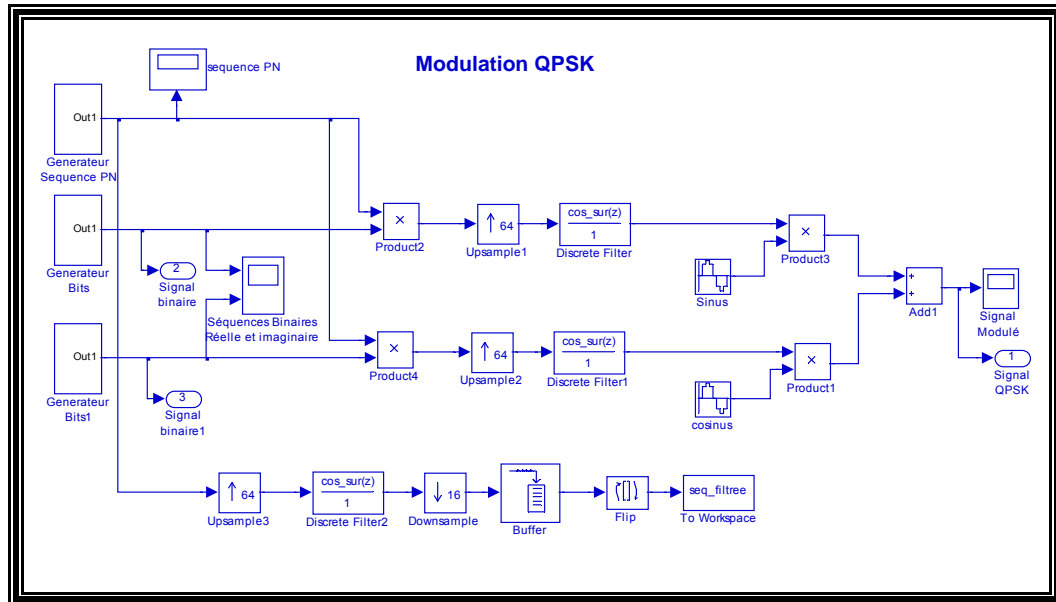


Figure 55: Diagramme des blocs de la modulation QPSK implémentée sur Simulink

Les blocs utilisés pour la modulation QPSK sont les mêmes que ceux utilisés dans la modulation BPSK, ceux-ci sont : Générateur de la séquence PN, Générateur de la séquence Binaire deux pour QPSK, un pour la composante en quadrature et l'autre pour la composante en phase, les porteuses (sinus et cosinus) qui multiplient chaque composante pour finalement obtenir le signal QPSK.

La branche inférieure correspond à l'enregistrement de la séquence PN retourné qui sera utilisé pour le filtrage adapté en sortie de la boucle.

3.3.2. Canal de transmission

Le canal de transmission utilisé est le même que celui utilisé dans la simulation avec modulation BPSK, c'est-à-dire le canal de bruit blanc gaussien.

3.3.3. La Boucle d'élévation à la puissance M.

Figure 56: Diagramme des blocs de la boucle d'élévation à la puissance $M=4$.

La boucle d'élévation de puissance est composée par :

- ⊙ un filtre numérique centré en F_c qui aide à éliminer le bruit du canal.
- ⊙ un bloc pour élever le signal à la puissance M , (modulation QPSK : $M=4$)
- ⊙ un filtre numérique centré en $4f_c$ le signal résultant rentré dans la boucle à verrouillage de phase (PLL) qui corrige la phase et donne un signal avec une phase instantanée égale à 4 fois celle de l'entrée.
- ⊙ après il est nécessaire de diviser la fréquence du signal de sortie par 4, pour avoir la vraie phase ; on fait cette tâche avec un oscillateur commandé en tension qui divise la phase par 4.

Le but de la boucle d'élévation à la puissance M est de trouver la phase de l'oscillateur local pour faire ensuite la démodulation.

3.3.4. Démodulation et récupération de l'information

La démodulation correspond à la multiplication du signal de l'oscillateur local avec le signal QPSK bruité. Le signal délivré par l'oscillateur local correspond à la partie en phase, par conséquent pour obtenir le signal en quadrature il faut retarder le signal en phase d'un certain nombre d'échantillons.

Ensuite pour la reconstruction des signaux on travaille de manière similaire au système avec modulation BPSK ; c'est-à-dire pour chaque composante on fait un filtrage adapté à la séquence PN pour trouver les deux flux de pics ; ensuite dans les blocs « Récupération d'information » qui sont constitués avec les blocs des figures 43 et 45, on fait la mise en forme de ces signaux pour ensuite réaliser la reconstruction des symboles.

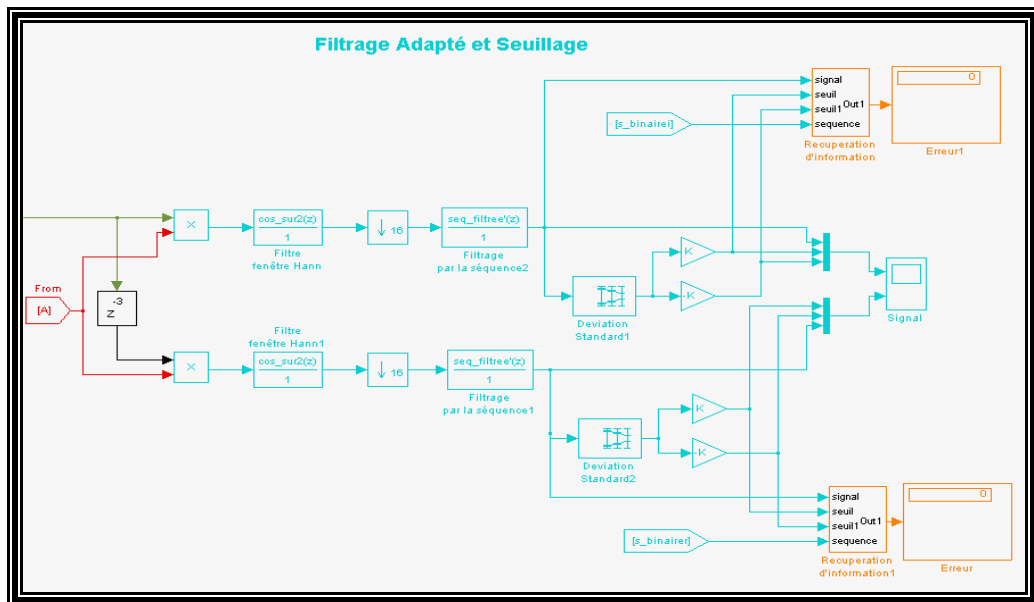


Figure 57: Diagramme des blocs de la démodulation et récupération de l'information initiale

Il existe toujours deux branches qui correspondent à chaque composante (en phase et en quadrature).

3.3.5. Résultats

Longueur de la séquence de Bits	Rapport signal sur bruit SNR [dB]		Taux d'erreur [%] Moyen	
	Bande de fréquence	Bande du signal	63 chips	127 chips
32 Bits	0	15	0	0
	-10	5	0	0
	-15	0	8	0
	-20	-5	38	9

Tableau 3 : Résultats des simulations du système avec modulation QPSK

© SNR=-15 dB

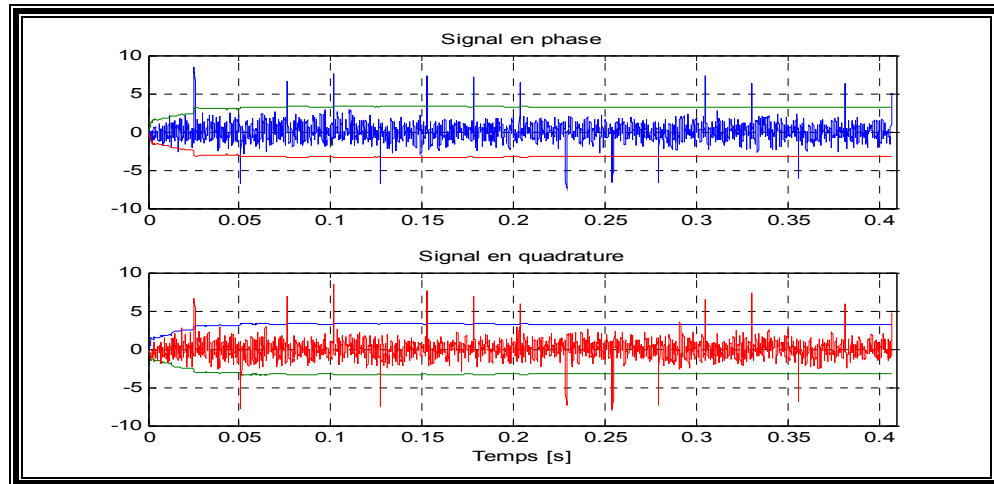


Figure 58 : Filtrage adapté et seuillage de chaque composante (en phase et en quadrature), SNR=-15 dB.

Le système CDMA avec modulation QPSK présent des résultats similaires à ceux obtenus dans le système avec modulation BPSK, c'est-à-dire le système est fiable quand il travaille avec un rapport signal sur bruit jusqu'à 0dB dans la bande du signal avec une séquence de longueur 127 chips. (Annexe 3 : figures obtenus pendant les différentes simulations réalisées, qui permettent de donner les résultats qui sont montré dans le tableau 3).

ANALYSES DE RESULTATS

La simulation sur Matlab a besoin d'une capacité de calcul plus importante que la simulation réalisé par Simulink, et donc un temps supérieur de simulation. Les simulations faites sur Matlab fonctionnent seulement avec 3 bits, contrairement aux simulations sur Simulink que ne sont pas limités de cette manière. De plus Simulink présente l'avantage de permettre de visualiser les signaux au cours de la simulation, donc il est plus facile de suivre le comportement du système sans attendre la fin de la simulation.

La longueur des séquences PN ne doit pas être très courte parce qu'il y aura des problèmes au niveau du circuit de récupération de phase. Pour cette raison les simulations ont été effectuées avec des séquences PN de longueur 63 chips et 127 chips.

On ne peut pas faire une comparaison entre les systèmes implémentés sous Simulink et sous Matlab, parce qu'ils ne sont pas toute fois équivalents: sous Matlab on addition ne l'erreur de phase directement sur l'oscillateur local tandis que sous Simulink on fait varier la fréquence instantanée de l'oscillateur.

Avec un canal gaussien dans le système implémenté sur Simulink on montre que la performance est supérieure avec séquences plus longues : les taux d'erreurs moyen sont inférieurs avec les séquences de 127 chips qu'avec les séquences de 63 chips. Le système fonctionne bien jusqu'à un rapport signal sur bruit de 0dB dans la bande du signal.

Il faut remarquer que le décalage en fréquence introduit correspond à une

première approche de l'effet Doppler. Nous ne prenons pas en compte la compression ou la dilatation temporelle du signal.

Pour diminuer l'effet Doppler il faut implémenter dans le système un module de synchronisation du rythme et un contrôle de gain.

Avec le canal de type Rayleigh dans le système Simulink avec un rapport signal sur bruit de 5 dB dans la bande du signal, on peut résoudre l'effet négatif du aux échos. Néanmoins, il ne fonctionne pas bien avec l'addition de fréquences doppler dans le canal de transmission, car il manque la synchronisation du rythme qui corrigera cet effet.

CONCLUSIONS

Cette étude correspond à une première approche du système que l'on veut implémenter, les résultats des essais permettront de valider la chaîne de transmission qui a été simulée. De plus ils donneront une idée des effets du milieu sur la transmission des données.

Dans le cas des simulations, le fait de n'avoir pas beaucoup d'information sur le rend difficile le choix des paramètres des simulations (par exemple dans les trajets : les retards, les puissances). Après avoir testé le milieu lors des essais, on pourra avoir une meilleure approximation du canal et par conséquent du système.

La limitation plus importante du système est la synchronisation nécessaire pour récupérer l'information envoyée. C'est le but en particulier des boucles de Costas et d'élévation à la puissance M qui récupèrent la phase pour l'oscillateur local, pour ensuite faire la détection des bits.

Il faut approfondir la modélisation du canal Rayleigh telle quelle est donnée sous Simulink. Ce projet est une première approche qui nous a donné les points faibles du système.

Notre système avec un canal de type gaussien avec la boucle de Costas fonctionne bien jusqu'à un rapport signal sur bruit de -15dB dans la bande de la fréquence pourvu qu'il n'y ait pas addition de l'effet Doppler. Si cet effet existe il manque implémenter une synchronisation du rythme qui permettra de détecter correctement l'information.

Avec une boucle de phase numérique d'ordre supérieur les performances en poursuite de non-stationnarité sont bien supérieures à celles de boucles de phase d'ordre un [10].

Avec la boucle d'ordre un que nous utilisons, on peut changer le pas d'adaptation pour trouver le meilleur compromis entre une bonne phase estimé et une synchronisation rapide.

PERSPECTIVES

La base théorique du projet est définie et prouvée grâce aux simulations réalisées, la prochaine étape à suivre est de tester le milieu avec la réalisation des essais pour valider les concepts adoptés théoriquement et pour les compléter.

Les essais donneront des résultats (connaissances du milieu, de la réponse du système implémenté) qui seront le point de départ pour un développement ultérieur du système.

Dans l'étape suivante il faudrait peut être synchroniser le rythme pur avoir un système plus performant (diminuer l'effet Doppler).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. Meel. **Spread Spectrum**. Publication de Nayer institute, Vol. 2, 1999. http://www.sss-mag.com/pdf/Ss_jme_denayer_intro_print.pdf

- [2] A. Zarate, L. Gonzaga, Thèse **Técnicas de acceso y gestión de recursos para garantizar calidad de servicio en sistemas de comunicaciones móviles basados en CDMA**. chapitre 2. 2001. <http://www.tdx.cesca.es/TDX-0529101-075144>

- [3] L. Freitag, M. Stojanovic, S. Singh et M. Johnson. **Analysis of Channel Effects on Direct-Sequence and Frequency-Hopped Spread-Spectrum Acoustic Communication**. IEEE journal of oceanic engineering, vol. 26, October 2001.

- [4] J.G. Proakis, **Communication system Engineering**. Prentice Hall, 3ème edition, 1995.

- [5] J AUVRAY, cours Systèmes électroniques 2000-2001, **Transmission par modulation de porteuse**. Université Pierre et Marie Curie, Paris. http://www.ist.jussieu.fr/~auvray/CSE023_sur_porteuse.pdf

- [6] F. Mudry. **Signaux et Systèmes, Analyse et Synthèses des filtres numériques**. Cours de l'école d'ingénieurs du Canton de Vaud. 2005. <http://files.iai.heig-vd.ch/Enseignement/Supports%20de%20cours/Divers/Polycopi%C3%A9s/Synth%C3%A8se%20des%20filtres%20num%C3%A9riques.pdf>

- [7] H. Sari. **Transmission des signaux numériques, Synchronisation.** Editions Technique de l'ingénieur sciences et techniques. http://www.techniques-ingenieur.fr/dossier/transmission_des_signaux_numeriques/E7100
- [8] S. Nicoloso. Thèse **An investigation of carrier recovery techniques for PSK modulated signals in CDMA and multipath mobile environments.** Chapitre 4, Coherent Carrier Recovery Structures. The Bradley department of electrical engineering. <http://citeseer.ist.psu.edu/648046.html>
- [9] J. Feigin. **Practical Costas loop design.** Publication de RF signal processing, Janvier 2002. <http://rfdesign.com/images/archive/0102Feigin20.pdf>
- [10] J.M. Brossier. **Signal et communication numérique, égalisation et synchronisation.** Chapitre 6. Editions Hermès, 1997.
- [11] J. Crowley. Cours traitement du signal, **Le Filtrage numérique.** Ecole national d'informatique et mathématiques appliquées de Grenoble, 2000. http://www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/Cours_GEL/Branches_techniques/Telecom/Filtrage%20numerique.pdf
- [12] P. Bianchi. **Cours théorie de la réception : synchronisation.** Ecole supérieure d'électricité. 2005. <http://www.supelec.fr/ecole/radio/publications.html>

- [13] J.M. Brossier et G. Jourdain. **Algorithmes adaptatifs auto-optimisés pour l'égalisation et la récupération de porteuse. Applications aux transmissions acoustiques sous-marines.** Centre d'études de phénomènes aléatoires et géophysiques (CEPHAG).
www.lis.inpg.fr/pages_perso/brossier/publications.html

ANNEXES

Annexe 1

A1.1. Description du programme implémenté sur Matlab pour le système CDMA avec modulation BPSK

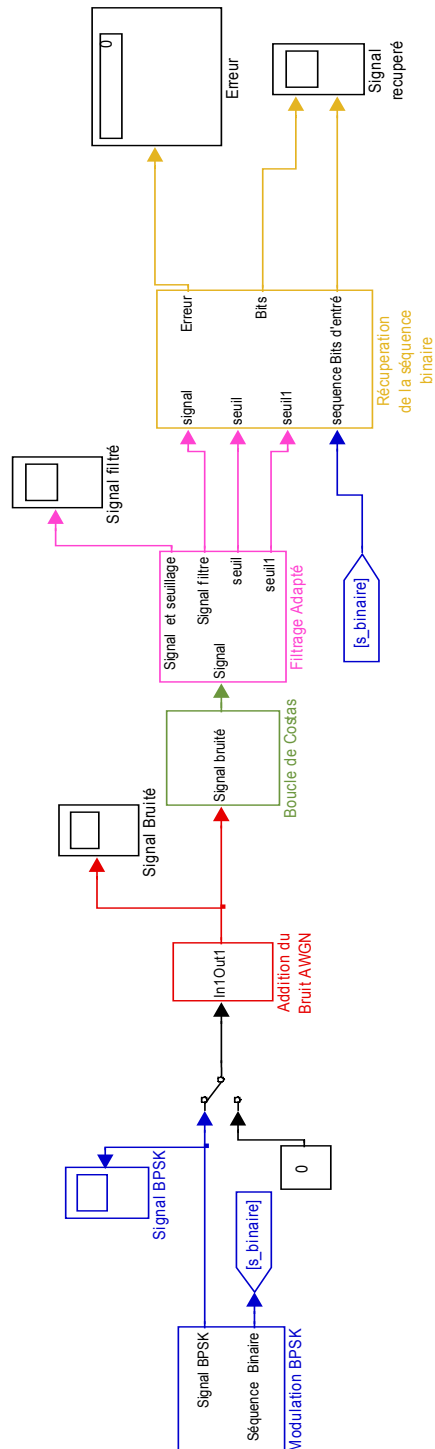
Pour commencer la simulation il faut lancer le fichier «sequence.m » avec ce fichier on génère la séquence PN, la séquence binaire et on fait l'étalement du spectre résultat de la multiplication entre celles-ci. Ensuite il faut lancer le fichier « b_costas_bpsk.m» où il y a la modulation, la boucle de Costas et le filtrage adapté.

Voici les paramètres utilisés pour la simulation :

La porteuse est codée avec 8 échantillons par périodes (M). Chaque bit est codé par 8 périodes (N). Gamma représente le pas de l'algorithme adaptatif. La fréquence d'échantillonnage est F_e .

Annexe 2

A.2.1. Diagramme des blocs du système avec modulation BPSK



A2.2. Simulation sur Simulink de Matlab du système avec modulation BPSK

Pour commencer la simulation il faut lancer sur matlab le fichier « init.m » qui permettra d'initialiser les variables du système. Par exemple :

La fréquence d'échantillonnage=320kHz

Le temps d'échantillonnage= 3.1250e-006

Fréquence de porteuse= 40kHz

Amplitude de porteuse= 1

Quantité de chips de la séquence PN= 63 chips

Quantité de bits de la séquence Binaire= 32 bits

Fenêtre de Hann

Ensuite il faut créer une variable « seq_filtree » qui correspond à la séquence PN retournée qui sera utilisée dans le filtrage adapté, pour faire cela on simule seulement la modulation pour enregistrer la variable, et après on simule le système complet.

Le bloc Générateur séquence PN :

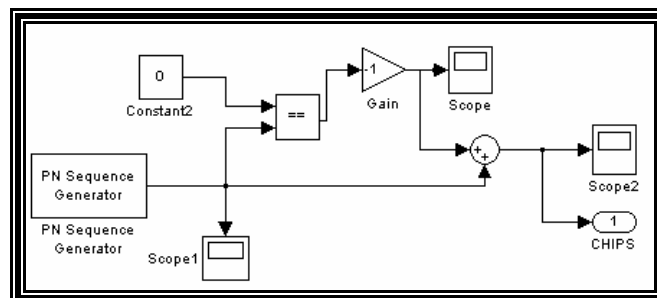


Figure 59 : Bloc générateur de la séquence PN

Le bloc Générateur séquence binaire :

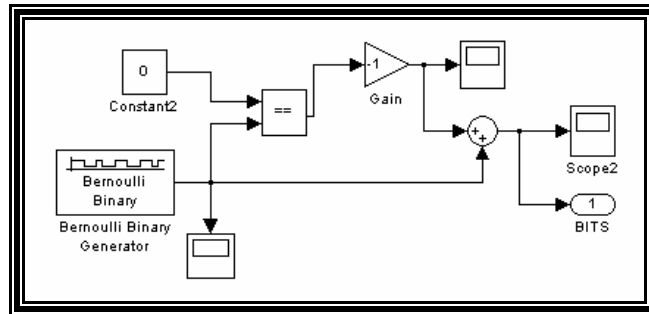


Figure 60 : Bloc générateur de la séquence Binaire

Dans ce bloc on choisit la probabilité de générer un zéro (pour notre simulation 0.5)

Le bloc d'adition du bruit AWGN est composé comme suit :

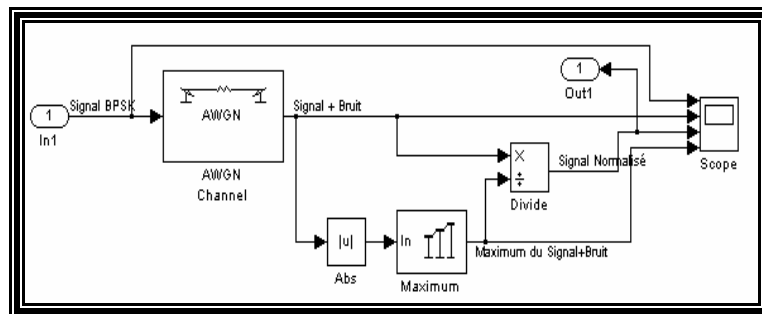


Figure 61 : Bloc Addition du bruit AWGN

Le bloc canal de type Rayleigh est composé comme suit :

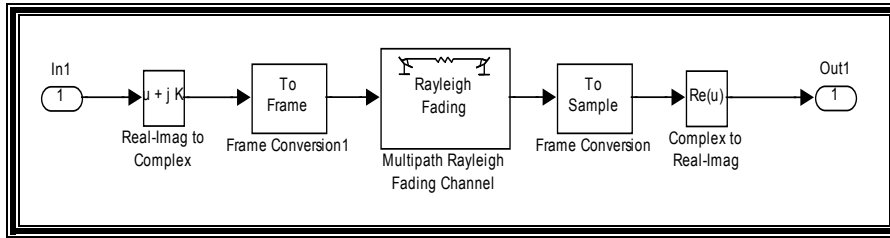
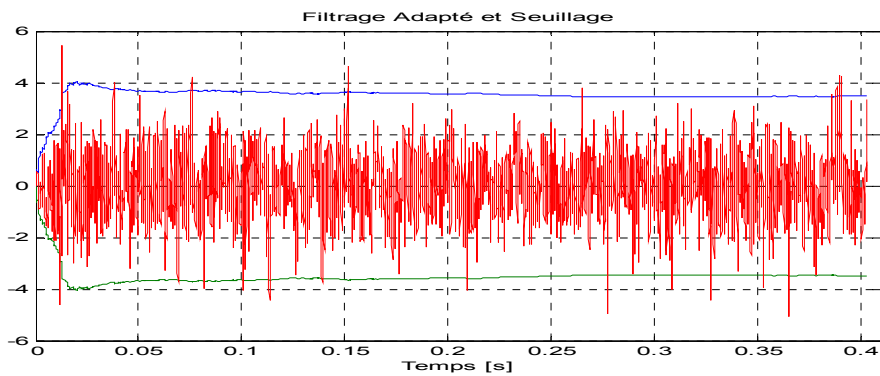


Figure 62 : Canal Rayleigh

Canal Gaussien

Simulation avec -20dB de bruit dans la bande de fréquence (0- $F_c/2$), sans Doppler ni déphasage

On peut l'observer dans les figures suivantes le taux d'erreur augmente avec -20dB de rapport signal sur bruit.

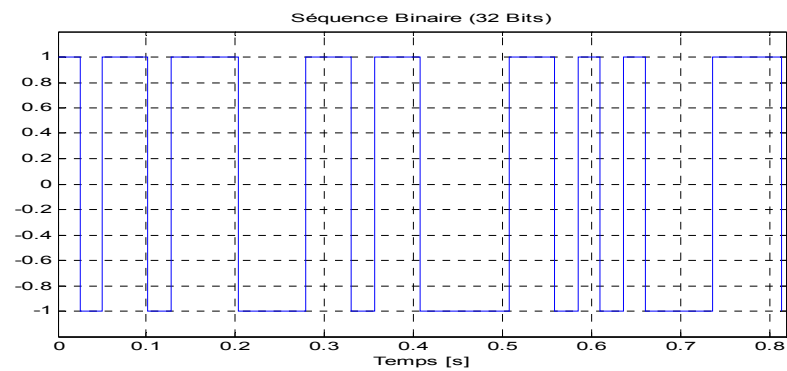
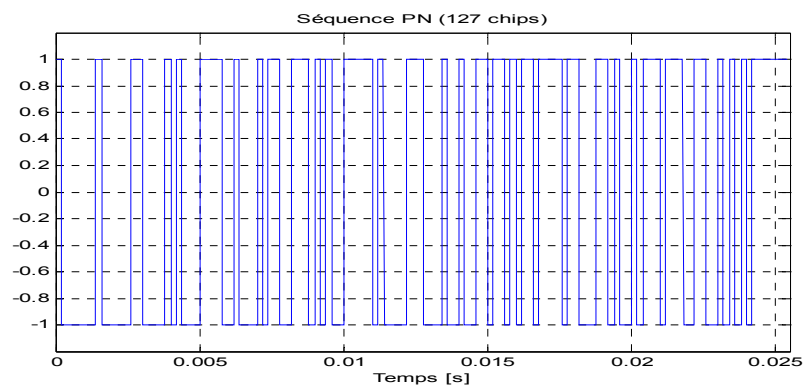


On peut observer dans la figure précédente les pics d'autocorrélation sont confondus avec les autres pics du signal, donc la détection des pics importants a beaucoup d'erreurs.

Séquence de 127 chips et binaire utilisées dans les simulations

Les simulations pour les séquences de 127 chips ont été réalisées de manière similaire à celle des séquences de 63 chips.

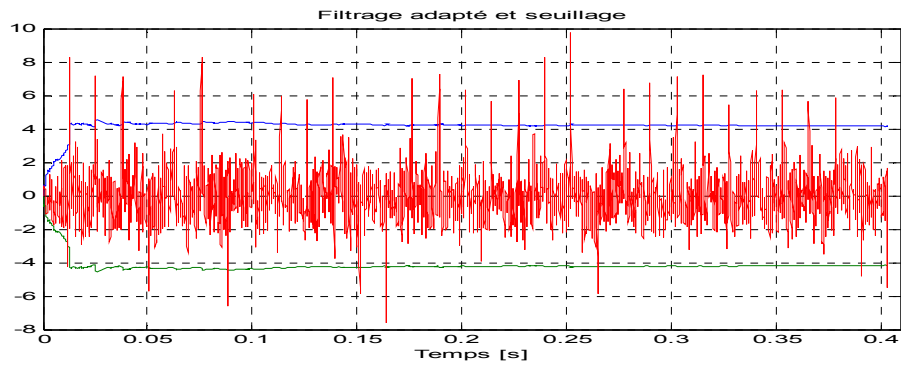
Séquence PN et binaire utilisées :



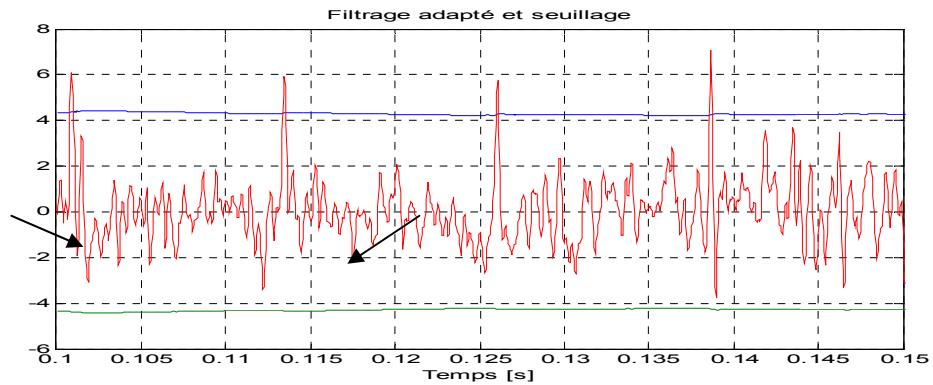
Canal de Rayleigh

La simulation a été réalisée non seulement avec les effets du canal Rayleigh mais aussi avec du bruit blanc gaussien de SNR=-10dB dans la bande de fréquence.

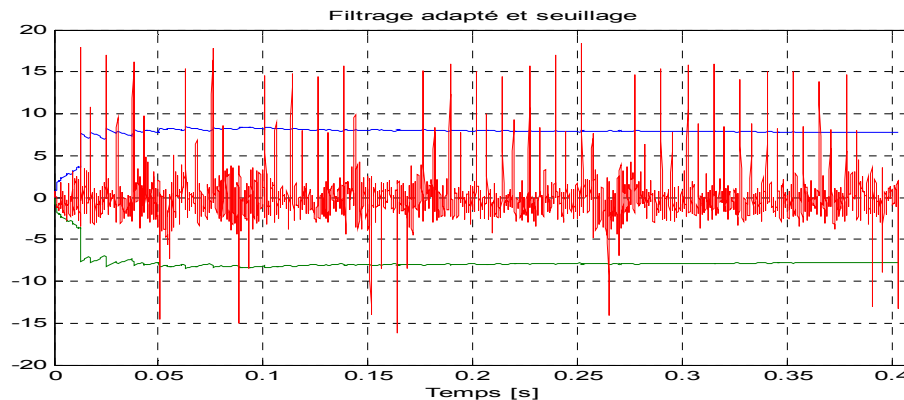
Simulation : Retard des trajets : [0 0.0005 0.0001] s qui correspondent respectivement à [0 -10 -15] dB



On peut observer dans la figure la présence des pics dus aux échos est évidente.



Simulation : Retard des trajets : [0 0.005 0.001] s qui correspondent respectivement à [0 -1 -5] dB



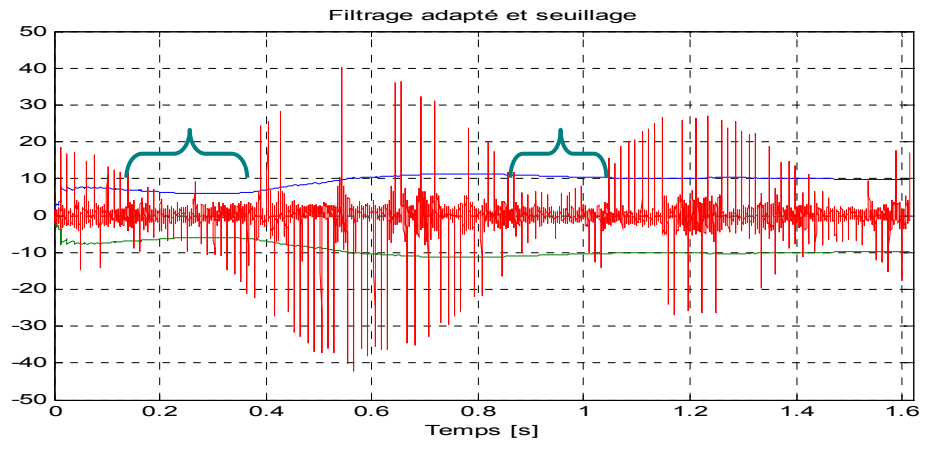
Dans cette simulation il y a une influence supérieure des échos, néanmoins le système détecte encore les vrais pics.

Influence de l'effet Doppler

Le système fonctionne bien avec les effets dus aux échos. Néanmoins quand il y a présence de fréquence doppler le système a problèmes pour la détection de l'information.

Par exemple la figure suivant correspond à une simulation du système avec trois trajets et une fréquence doppler de 1Hz, il est simulé sur une longueur de 128 bits.

Les moments qui sont montrés entre crochets sont critiques parce qu'il se présente une inversion dans la séquence récupérée que le système ne corrige pas.



Annexe 3

A3.1. Diagramme des blocs du système avec modulation QPSK

A3.2. Simulation sur Simulink de Matlab du système avec modulation QPSK

Pour commencer la simulation il faut lancer sur matlab le fichier « init.m » qui permettra d'initialiser les variables du système, de manière similaire à ce qu'on a fait avec la simulation du système avec modulation BPSK.

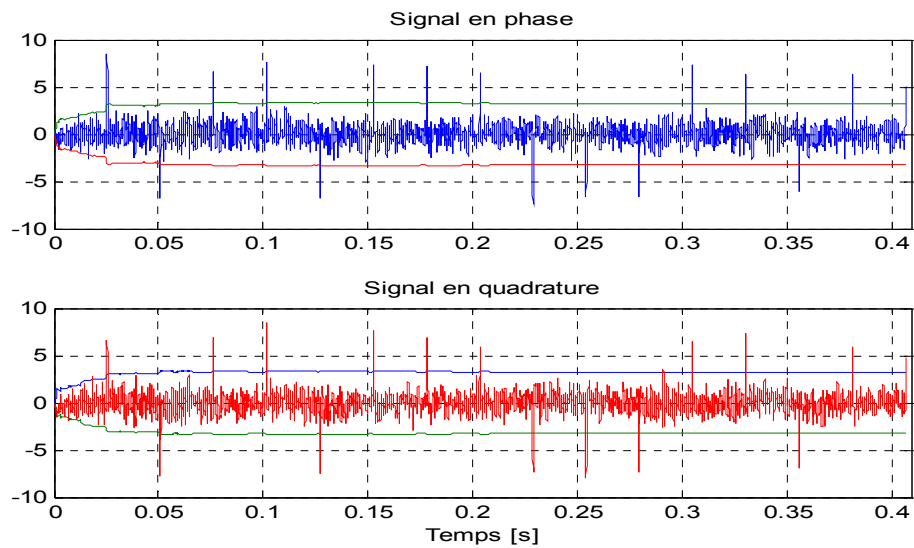
Il faut remarquer que le nombre de points par période change à $M=12$.

Ensuite, il faut créer une variable « seq_filtree » qui correspond à la séquence PN retournée qui sera utilisée dans le filtrage adapté, pour faire cela on simule seulement la modulation QPSK avec le fichier « QPSK » pour enregistrer la variable, et après avec le fichier « m_power » on simule le système complet.

Simulation utilisant une séquence de 127 chips

On va présenter les résultats des simulations réalisées avec une séquence de 127 chips.

SNR= -15dB dans la bande de fréquence.



Avec $\text{SNR}=-15\text{dB}$, le système fonctionne bien. On peut observer dans les graphiques les signaux en phase et en quadrature. Les pics d'autocorrélation sont différenciés des autres pics du signal (16 Bits dans chaque composante du signal). Néanmoins, quand le rapport signal sur bruit descend à -20dB le système commence à présenter des problèmes, parce qu'il existe des pics secondaires ou parasites qui dépassent le seuil, donc il y a détection de bits faux.

SNR= -20dB dans la bande de fréquence.

