

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'AERONAUTIQUE



Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique
Option : Installation

Thème :

Amélioration des Performances d'une Liaison DS-CDMA avec Récepteur RAKE

Réalisé par :

- BOUCHAM Maâmar

Encadré par :

M^{elle} DOUDOU Fayza

Promotion 2008 /2009

REMERCIEMENT

CE MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDE
EST LE RÉSULTATS DES MOIS DE TRAVAIL AU SEIN
DE DÉPARTEMENT D'AÉRONAUTIQUE DE BLIDA
DAB.

JE TIEN À REMERCIER TOUT D'ABORD

M^{ELLE} DOUDOU

QUI MA GUIDER POUR FINIR CE TRAVAIL.

J'EXPRIME MA PROFONDE RECONNAISSANCE

AUX MEMBRES DE JURYS.

TOUTE MA GRATITUDE VA ÉGALEMENT À

L'ENSEMBLE

DES ENSEIGNANTS DU DAB

QUI ONT CONTRIBUÉ À MA FORMATION

D'INGÉNIEUR.

Résumé :

Dans l'environnement des ondes, les signaux transmis arrive au récepteur par trajet direct ou par multi-trajet qui sont les résultats des phénomènes optique comme la réflexion, la réfraction et la diffraction autour des obstacles, par exemple les immeubles et les arbres. Ces multi-trajets causent la distorsion et l'atténuation du signal au niveau du récepteur, donc une mauvaise réception.

Les systèmes de communication mobile par l'étalement de spectre utilisent le récepteur RAKE pour minimiser les erreurs de communication qui résultent des effets des multi-trajets. Dans le ca parfait, le nombre des corrélateurs dans le récepteur RAKE doit être égal aux nombres des signaux multi-trajets. En général, le nombre des signaux multi-trajet est inconnu par conséquence, ou bien le récepteur RAKE a un nombre excessif de corrélateur ou les performances du récepteur sont optimales.

Le but de ce travail est d'incorporer une nouvelle technique de détection de signal par l'intermédiaire du récepteur RAKE du système CDMA (Code Division Multiple Access), qu'elle est capable d'estimer mieux un canal inconnue en utilisant l'Algorithme des moindre carrées (LMS) (Least Mean Square). Cette technique de détection implique l'utilisation de deux filtres LMS et la décomposition du signal pilote utilisé pour l'estimation. La simulation démontre que cette méthode a une bonne influence sur l'estimation du canal inconnue par la suite conduit à un minimum d'erreurs par rapport a un récepteur RAKE ordinaire.

الملخص:

أثناء تنقل إشارة من جهاز الإرسال نحو جهاز الاستقبال خلال وسط عادي , بإمكانها إتباع المسار المستقيم أو مسارات متعددة التي يتسبب في ظهورها العوامل البصرية كالانعكاس , الانكسار و التشتت حول حواجز مثل المباني و الأشجار. تعدد المسارات يسبب اعوجاج أو إخماد الإشارة على مستوى جهاز الاستقبال, إذاً نحصل على معلومات رديئة.

أنظمت الاتصال للاسلكية بتقنية امتداد الطيف تستخدم مستقبل راك لهدف التقليل من أخطاء الاتصالات اللاسلكية التي تنجم عن تعدد المسارات. في الحالة المثالية, عدد مداخل جهاز الاستقبال راك يساوي عدد المسارات. عموماً عدد المسارات مجهول ما يؤدي إما إلى عدد مداخل إضافي أو كون جهاز الاستقبال ذو ميزات قليلة.

الهدف من هذا العمل هو دمج تقنية جديدة لاستقبال الإشارة عن طريق جهاز راك لنظام النفاذ المتعدد بتقسيم الشفرة (CDMA), هذه التقنية ستسمح بأفضل تقدير لقناة راديو مجهولة باستعمال خوارزمية المتوسطات المربعة (LMS). التقنية الجديدة تفرض استعمال خوارزميتين و تقسيم إشارة التدريب التي ترسل لأجل القيام بعملية تقدير القناة. الإيحاء يبين أن لهذه الطريقة تأثير إيجابي على عملية تقدير القناة المجهولة بالتالي تؤدي إلى تحسين الأخطاء أثناء الاستقبال مقارنة مع جهاز راك العادي.

Abstract:

In the radio environment, transmitted signals arrive at the receiver via a direct, unobstructed path or via multiple paths from the reflection, diffraction and scattering of surrounding objects like buildings and trees. This multipath propagation causes the signal, at the receiver to distort and fade significantly, that result a bad signal reception.

Spread spectrum mobile communication systems use RAKE receivers to minimize these communication errors resulting from multipath effects. Ideally, the number of correlators in the RAKE receiver should match the number of multipath signals. In general, however the number of multipath signals is unknown and consequently RAKE receivers either contain an excessive number of correlators or the receiver performs sub optimally.

The aim of this thesis is to incorporate a new signal detection technique within the RAKE receiver of the Code Division Multiple Access (CDMA) system, which is able to estimate better an unknown channel using the Least Mean Square (LMS) algorithm. This detection technique involves two LMS filter and the decomposition of the pilot sequence using for the estimation. Simulations demonstrate that this technique has a significant improvement to the canal estimation, subsequently leading to a lower bit error rate than the current RAKE receiver.

Table des matières

Liste des Figures

Liste des tableaux

Liste des abréviations

Résumé

Introduction générale

CHAPITRE I : Généralités sur la transmission numérique

I.1 Introduction	1
I.2 Les phénomènes physique	2
I.2.1 La réflexion et la transmission	2
I.2.2 La diffraction	2
I.2.3 La diffusion	3
I.2.4 Les multi-trajets	4
I.2.4.1 Fading à large échelle	5
I.2.4.2 Fading à petite échelle	6
I.3 Chaîne de transmission numérique classique :	6
I.3.1 Modulations numériques	9
1.3.1.1 Modulation numérique de phase PSK	10
I.3.1.2 Modulation BPSK	11
I.3.2 Canaux de transmission	12
I.3.2.1 Canal binaire symétrique	12
I.3.2.2 Canal à bruit additif blanc gaussien	13
I.4 Réseau cellulaire	13
I.4.1 Concept de réseau cellulaire	14
I.5 Le réseau d'accès radio	16
1.5.1 Les méthodes d'accès multiple	16
1.5.2 Etalement de spectre et DS-CDMA	19
I.5.3 Avantages de la technique CDMA	20

I.6 Conclusion	21
-----------------------------	-----------

CHAPITRE II : Le concept du système CDMA

II.1 Introduction	22
--------------------------------	-----------

II.2 Description de la technique CDMA	22
--	-----------

II.2 Principe d'étalement et désétalement	23
--	-----------

II.2.1 L'étalement	23
--------------------------	----

II.2.1.1 L'étalement par sauts de fréquences	23
--	----

II.2.1.2 Spectre étalé à séquence directe	24
---	----

II.2.2 Le désétalement	27
------------------------------	----

II.2.3 Génération de codes	28
----------------------------------	----

II.2.3.1 m-séquences	29
----------------------------	----

II.2.4 Le code Walsh	30
----------------------------	----

II.3 Modulation QPSK	31
-----------------------------------	-----------

II.3.1 Implémentation	32
-----------------------------	----

II.4 Concept du WCDMA	34
------------------------------------	-----------

II.4.1 Principales caractéristiques de WCDMA	34
--	----

II.5 Les multiplexages	35
-------------------------------------	-----------

II.5.1 Le FDD-WCDMA	35
---------------------------	----

II.5.2 Le TDD-WCDMA	36
---------------------------	----

II.6 Récepteur	37
-----------------------------	-----------

II.6.1 Diversité	37
------------------------	----

II.6.2 Types de diversité	38
---------------------------------	----

II.6.3 Combinaison	39
--------------------------	----

II.6.4 Récepteur RAKE	40
-----------------------------	----

II.6.5 Choix des délais	41
-------------------------------	----

II.7 Conclusion	42
------------------------------	-----------

CHAPITRE III : Le filtre adaptative et l'algorithme LMS

III.1 Introduction	43
---------------------------------	-----------

III.2 Aperçue sur le filtre adaptatif LMS	43
--	-----------

III.3 Principes fondamentaux de l'algorithme de LMS	44
--	-----------

III.3.1 Dérivation de l'algorithme LMS standard	44
---	----

III.3.2 La convergence et la stabilité de l'algorithme LMS	46
--	----

III.3.2.1 Convergence en moyenne	47
--	----

III.4 Estimation par décomposition du signal	49
III.4.1 Résumé théorique	50
III.5 Conclusion	51

CHAPITRE IV : Simulation et interpretation

IV.1 Introduction	52
IV.2 Simulation	52
IV.2.1 Algorithme	52
IV.2.1.1 Génération du signal	54
IV.2.1.2 Le milieu	55
IV.2.1.3 L'estimation du canal	56
IV.2.1.4 réception du signal et l'extraction des données	56
IV.2.2 L'interface graphique	57
IV.2.2.1 Schéma de la simulation	58
IV.2 Interprétation des résultats	61
IV.2.1 Teste N°1	61
IV.2.2 Teste N°2	64
IV.2.3 Teste N°3	67
IV.2.4 Teste N°4	71
IV.2.5 Teste N°5	75
IV.2.6 Teste N°6	77
IV.4 Conclusion	78

Conclusion générale

Bibliographie

Liste des figures

Fig. 1.1 Réflexion et transmission d'un rayon sur un mur.....	2
Fig. 1.2 diffraction d'un rayon sur un coin.....	3
Fig. 1.3 La diffusion.....	4
Fig. 1.4 Les multi-trajets.....	5
Fig. 1.5 Variation de la force du signal en fonction de la distance.....	5
Fig. 1.6 Fading à large et à petite échelle.....	6
Fig. 1.7 Chaîne de transmission numérique.....	8
Fig. 1.8 Modulation à 2 et à 4 état de phase.....	11
Fig. 1.9 Description d'un canal binaire symétrique.....	12
Fig. 1.10 Diagramme du canal binaire symétrique.....	12
Fig. 1.11 Réseau cellulaire.....	14
Fig. 1.12 Exemple avec N=4.....	15
Fig. 1.13 Micro station.....	16
Fig. 1.14 Les différentes techniques d'accès multiples.....	18
Fig. 1.15 Différents types d'accès multiple à partir de la technique OFDM.....	19
Fig. 1.16 Etalement de spectre.....	20
Fig. 2.1 Liaison CDMA.....	22
Fig. 2.2 L'étalement par saut de fréquence.....	24
Fig. 2.3 Système de transmissions par étalement de spectre à séquence directe.....	25
Fig. 2.4 Génération d'un signal DS-SS.....	25
Fig. 2.5 Système de transmission DS-SS.....	26
Fig. 2.6 L'étalement et le desétalement.....	27
Fig. 2.7 Modulation QPSK et code Gray.....	31
Fig. 2.8 Schéma de principe de la transmission du signal QPSK.....	33
Fig. 2.9 Schéma de principe de la réception du signal QPSK.....	34
Fig. 2.10 Mode FDD.....	36
Fig. 2.11 Mode TDD.....	37
Fig. 2.12 Récepteur RAKE.....	40
Fig. 2.13 Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale.....	42
Fig. 3.1 Filtre adaptatif LMS pour l'estimation du canal.....	44
Fig. 3.2 Schéma de l'algorithme LMS par décomposition du signal.....	49
Fig. 4.1 Algorithme de la simulation.....	53
Fig.4.2 Image de l'interface de simulation.....	58
Fig.4.3 La démarche de la simulation.....	58
Fig. 4.4 Schéma de l'interface graphique.....	60
Fig. 4.5 Contrôle d'erreur d'utilisation.....	60
Fig. 4.6 Résultats de la 1 ^{ère} expérience.....	62

Fig. 4.7 Résultats détaillés pour le RAKE à 20 corrélateurs (facteur de bruit = 1)	
Canal estimée par LMS.....	62
Fig. 4.8 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 1)	
Canal estimée par LMS.....	63
Fig. 4.9 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 1)	
Canal estimée par LMS par décomposition du signal.....	63
Fig. 4.10 Résultats de la 2 ^{ème} expérience.....	64
Fig. 4.11 Résultats détaillés pour le RAKE à 20 corrélateurs (facteur de bruit = 3)	
Canal estimée par LMS.....	65
Fig. 4.12 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 3)	
Canal estimée par LMS.....	65
Fig. 4.13 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 3)	
Canal estimée par LMS par décomposition du signal.....	66
Fig. 4.14 Influence de l'erreur d'estimation 2 ^{ème} récepteur (facteur de bruit = 3).....	67
Fig. 4.15 Résultats de la 3 ^{ème} expérience.....	68
Fig. 4.16 Résultats détaillés pour le RAKE à 20 corrélateurs (facteur de bruit = 5)	
Canal estimée par LMS.....	68
Fig. 4.17 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 5)	
Canal estimée par LMS.....	69
Fig. 4.18 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 5)	
Canal estimée par LMS modifier.....	69
Fig. 4.19 Influence de l'erreur d'estimation 2 ^{ème} récepteur (facteur de bruit = 5).....	70
Fig. 4.20 Influence de l'erreur d'estimation 1 ^{er} et 2 ^{ème} récepteurs (facteur de bruit = 5).....	70
Fig. 4.21 Résultats de la 4 ^{ème} expérience.....	71
Fig. 4.22 Résultats détaillés pour le RAKE à 20 corrélateurs (facteur de bruit = 7)	
Canal estimée par LMS.....	72
Fig. 4.23 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 7)	
Canal estimée par LMS.....	72
Fig. 4.24 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 7)	
Canal estimée par LMS modifié.....	73
Fig. 4.25 Influence de l'erreur d'estimation 1 ^{ère} , 2 ^{ème} et 3 ^{ème} récepteurs (facteur de bruit = 7).....	74
Fig. 4.25 même erreur sur les trois récepteurs (facteur de bruit = 7).....	74
Fig. 4.26 Résultats de l'expérience 5-1.....	75
Fig. 4.26 Résultats de l'expérience 5-2.....	76
Fig. 4.26 Résultats de l'expérience 5-3.....	77
Fig. 4.27 Comparaison entre les trois récepteurs.....	78

Liste des tableaux

Tableau 2.1 : paramètre du mode FDD.....	36
Tableau 2.2 : Paramètre du mode TDD.....	37
Tableau 4.1 : Les paramètres d'entrés du teste N°1.....	61
Tableau 4.2 : Les paramètres de sortie du teste N°1.....	61
Tableau 4.3 : Les paramètres d'entrés du teste N°2.....	64
Tableau 4.4 : Les paramètres de sortie du teste N°2.....	64
Tableau 4.5 : Les paramètres d'entrés du teste N°3.....	68
Tableau 4.6 : Les paramètres de sortie du teste N°3.....	67
Tableau 4.7 : Les paramètres d'entrés du teste N°4.....	71
Tableau 4.8 : Les paramètres de sortie du teste N°4.....	71
Tableau 4.9 : Les paramètres d'entrés du teste N°5.....	75
Tableau 4.10 : Les paramètres de sortie du teste N°5-1.....	75
Tableau 4.11 : Les paramètres de sortie du teste N°5-2.....	76
Tableau 4.12 : Les paramètres de sortie du teste N°5-3.....	76

Liste des abréviations

3GPP	Projet de 3 ^{ème} Génération par Partenariat 3rd Generation Partnership Project
AMPS	Système de Téléphone Mobile Avancé Advanced Mobile Phone System.
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BoD	Largeur de bande sur demande Bandwidth on Demand
BPSK	Modulation Binaire par Déplacement de Phase Binary Phase Shift Keying
CBR	Débit Binaire Constant Constant Bit Rate
CBS	Le Canal Binaire Symétrique Symmetrical Binary Channel
CDMA	Accès Multiple par Répartition de Code Code Division Multiple Access.
DAMPS	AMPS Digital Digital AMPS
DS-CDMA	CDMA à Séquence Directe Direct Sequence CDMA
DS-SS	Étalement de Spectre à Séquence Directe Direct Sequence Spread Spectrum
ETSI	Institut Européen des standards de Télécommunication European Telecommunications Standards Institute
FDD	Multiplexage par Division de Fréquence Frequency Division Duplex
FDMA	Accès Multiple par Division de Fréquence Frequency Division Multiple Access
FIR	Reponse Impulsionnel Fini Finite Impulse Response
GSM	Système Global de communication Mobile Global System for Mobile communications

IMT-2000	Télécommunication Mobile International-2000 International Mobile Telecommunications-2000
IP	Protocol d'Internet Internet Protocol
IS-95	Standard Intérim 95 Interim Standard 95
LMS	Algorithme des Moindres Carrés Least Mean Square Algorithme.
MAQ	Modulation d'Amplitude en Quadrature Quadrature Amplitude Keying
MC	Multi-porteuse Multi-Carrier
MLSE	Estimation de Séquence avec Maximum de Probabilité Maximum Likelihood Sequence Estimation
NMT	Téléphone Mobile Nordique Nordic Mobile Telephone
NRZ	Pas de Retour à Zéro Non Return to Zero
OFDM	Multiplexage par Division de Fréquence Orthogonal Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PCS	Service de Communication Personnel Personal Communications Services
PDC	Cellulaire Personnelle Digital Personal Digital Cellular
PEB	Probabilité d'Erreur Binaire Error Bite Probability
PRN	Code Pseudo Aléatoire Pseudo Random Noise
PSK	Modulation par déplacement de la Phase Phase Shift Keying
QPSK	Modulation Quadrature par Déplacement de Phase Quadrature Phase Shift Keying
RSB	Rapport Signal sur Bruit Signal to Noise Ratio

TACS	Système de Communication à Accès Total Total Access Communication System.
TDD	Multiplexage par Division de Temps Time Division Duplex
TDMA	Accès Multiple par Division de Temps Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire Error Bite Rate
UMTS	Système de Télécommunication Mobile Universel Universal Mobile Telecommunications System
WCDMA	CDMA à Large Bande Wideband CDMA

Introduction générale

Avec l'avancement de technologie dans la société d'aujourd'hui, la probabilité de communiquer avec des personnes en mouvement a évolué remarquablement. Cependant, la qualité de transmission du signal a détérioré en raison de la modernisation des villes urbaines avec des gratte-ciel et d'autres obstacles synthétiques. Ceci a comme conséquence que le signal transmis doit prendre des chemins multiples avant d'atteindre le récepteur destiné. En propagations par trajets multiples, le signal est sévèrement tordu et atténué. Des méthodes doivent être développées pour améliorer la qualité du signal.

Les systèmes d'accès multiple par répartition de code emploient la technologie de spectre étalé et le concept de récepteur RAKE pour réduire au minimum les erreurs de transmission résultant par les effets des trajets multiples. Généralement le nombre de signaux par trajets multiples dans le canal sans fil est inconnu et difficile à prévoir. La technologie de spectre étalé vise à écarter le signal de l'information au-dessus d'une plus grande largeur de bande pour rendre son blocage et son interception plus difficiles. Un récepteur RAKE permet à chaque signal des multi-trajets d'arrivé et d'être individuellement démodulé puis combiné pour produire un signal plus fort et plus précis.

Le récepteur RAKE dans le système d'IS-95A CDMA (2G standard) utilise trois corrélateurs et un chercheur, alors que les limites de système de TIA/EIA-95B CDMA est le nombre de corrélateurs dans le récepteur RAKE qui est six. Le chercheur reçoit les signaux pilotes pour synchroniser l'indicatif de propagation. Tous les deux systèmes ont un nombre de corrélateur fixe ce qui conduit ou bien à un nombre excessif de corrélateur ou à des performances optimales.

L'approche idéale est d'avoir un nombre de corrélateurs égal au nombre de signaux multi-trajet, mais ce serait un gaspillage des ressources et ajouterait des dépenses inutiles à la fabrication du téléphone. Ce travail vise à incorporer une

nouvelle technique de détection de signal par le récepteur RAKE à trois corrélateurs, où la technique de détection est employée pour améliorer la détection des multi-trajets.

L'objectif de notre travail est de développer un récepteur RAKE par simulation MATLAB® qui peut diminuer le taux d'erreur en utilisant un nombre minimum de corrélateurs.

Ce travail tourne autour l'algorithme des moindres carrés (LMS), qui est employé pour obtenir une représentation proche de la réponse impulsionnelle du canal par l'intermédiaire de la mise en place d'un filtre adaptatif. Une technique de détection basée sur la décomposition de la séquence pilote, est utilisée pour améliorer l'estimation du canal.

Notre travail est divisé en quatre parties :

Le chapitre I : au début, on va donner des généralités sur les caractéristiques de propagation des signaux dans un canal sans fil, puis, un aperçu sur la chaîne de transmission numérique, après, on va parler à propos du réseau cellulaire et, en fin, on va passer à la description des différentes techniques d'accès multiples.

Le chapitre II : on va expliquer en détail la chaîne de transmission d'une liaison CDMA.

Le chapitre III : une grande partie de ce chapitre est purement mathématique, donc c'est dans ce chapitre qu'on va discuter l'algorithme (LMS), puis, on va expliquer l'amélioration proposée.

Le chapitre IV : est la partie simulation par logiciel MATLAB®. Dans cette partie on va voir les résultats de différentes simulations et la comparaison entre elles va nous conduire à rédiger la dernière partie qui est la conclusion générale.

Chapitre II : Le concept du système CDMA

II.1 Introduction : [7]

La technologie CDMA connue autrement sous le nom « Universal Mobile Telecommunications System » est conçu avec l'intention de fournir un chemin de mise à niveau pour le system existant des communications mobiles (GSM) tandis que CDMA2000 est basé sur les technologies fondamentales d'IS-95, IS-95A (CDMA One) aussi bien que les systèmes de 2.5G IS-95B. Ces deux arrangements sont semblables pour que leur capacité fournisse des débits élevés et l'utilisation efficace de la largeur de bande mais sont incompatibles car ils utilisent différents puces. Les sections suivantes de ce chapitre décriront et expliqueront les concepts fondamentaux derrière la technologie CDMA.

II.2 Description de la technique CDMA : [8]

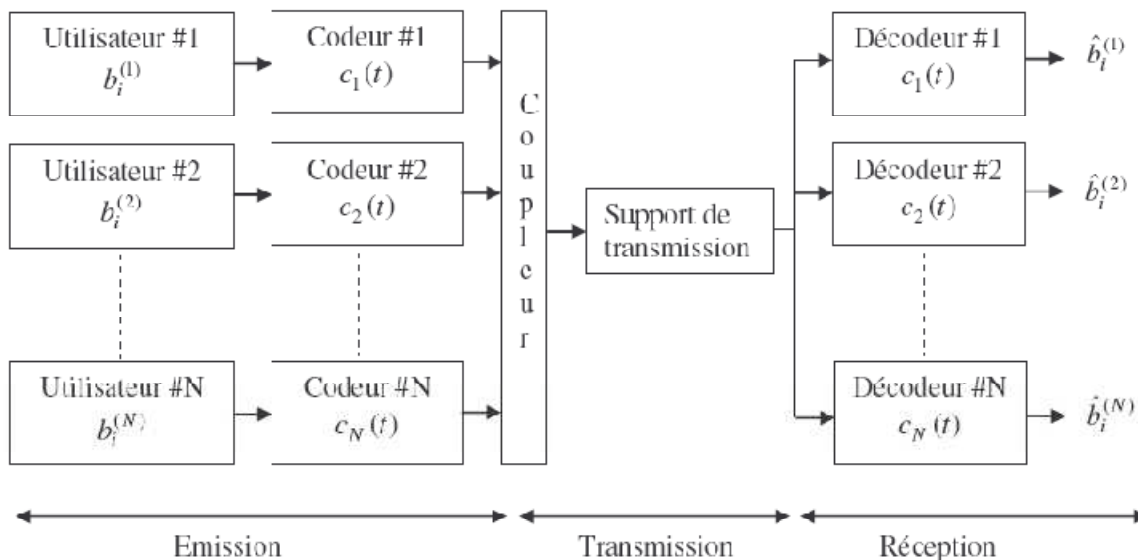


Fig. 2.1 Liaison CDMA

Le schéma général d'une liaison CDMA est présenté dans la figure 2.1. Elle est composée de 3 grandes parties :

- l'émission : pour chaque utilisateur, la donnée à envoyer est codée par le code de l'utilisateur. Puis les données étalées de tous les utilisateurs sont sommées.



- la transmission : les données étalées sont émises sur le support de transmission, qui peut être un câble (optique ou électrique), ou un canal hertzien.
- la réception : le signal reçu est reparti entre tous les récepteurs destinataires. Chaque récepteur va extraire du signal reçu le message qui lui est envoyé, en comparant le signal reçu avec le code de l'utilisateur à détecter. La donnée transmise sera estimée à partir du degré de ressemblance entre le signal reçu et le code de l'utilisateur désiré.

II.2 Principe d'étalement et desétalement :

II.2.1 L'étalement : [7]

Les techniques de modulation à spectre étalé sont initialement développées pour l'usage dans les systèmes de transmissions militaires dus à leur résistance contre les bloquer des signaux et la basse probabilité de l'interception. Elles sont immunisées contre de divers genres de bruit et de déformation par trajets multiples. Indépendamment de ces avantages, le spectre étalé signale également avoir la capacité à supporter des multiples utilisateurs en même temps en affectant chaque utilisateur avec un indicatif de propagation orthogonal.

Un certain nombre de techniques de modulation ont été développées pour produire des signaux à spectre étalé. Les deux techniques principales, celle de répartition par séquence directe (Direct Sequence) et celle par saut de fréquence (Frequency Hopping).

II.2.1.1 L'étalement par sauts de fréquences : [7]

Dans L'étalement par sauts de fréquences, l'information est modulée en utilisant une modulation à bande étroite classique. Ensuite, la porteuse est décalée à un emplacement de la bande disponible en utilisant une séquence de fréquence pseudo-aléatoire.

Sur une longue durée, le signal obtenu est à large bande. La discrétion est obtenue en gardant secrète la séquence pseudo-aléatoire. Un brouilleur bande étroite

n'est gênant que durant l'intervalle de temps où la porteuse se trouve spectralement proche (c'est à dire pour une fraction du temps seulement).

Dans le cas d'un canal sélectif en fréquence, les erreurs ne se produisent que sur des blocs de faible durée. Un codage permet alors de corriger l'ensemble de l'information.

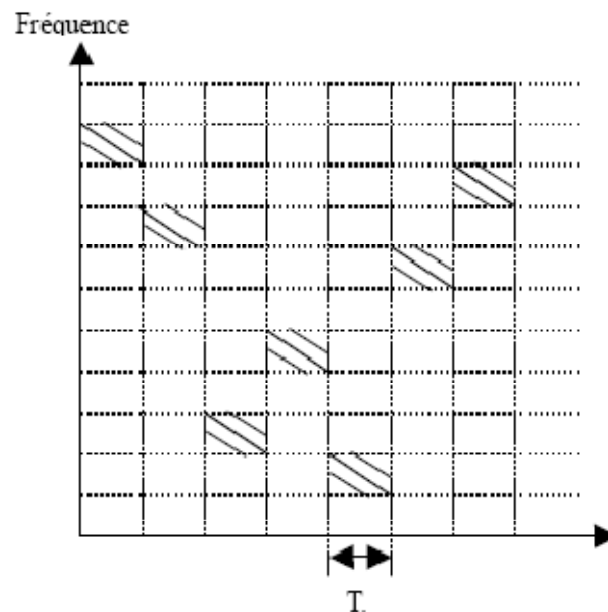


Fig. 2.2 L'étalement par saut de fréquence

II.2.1.2 Spectre étalé à séquence directe : [3]

La technique de DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) est l'une des formules les plus populaires d'étalement de spectre. C'est probablement dû à la simplicité avec laquelle l'ordonnancement direct peut être mis en application. La figure 2.3 affiche le modèle de base et les caractéristiques principales qui composent le système de transmissions de DS-SS. Sous cette formule de la modulation, un générateur de bruit pseudo- aléatoire crée un code de propagation connu sous le nom Code Pseudo-aléatoire(PRN). Chaque bit des données de puissance d'entrée initiales est directement modulé avec cette séquence de PN et est représenté par les bits multiples dans le signal transmis. Sur le mauvais côté, seulement le même ordre de PN



est capable de démoduler le signal du spectre étalé pour récupérer avec succès les données de puissance d'entrée.

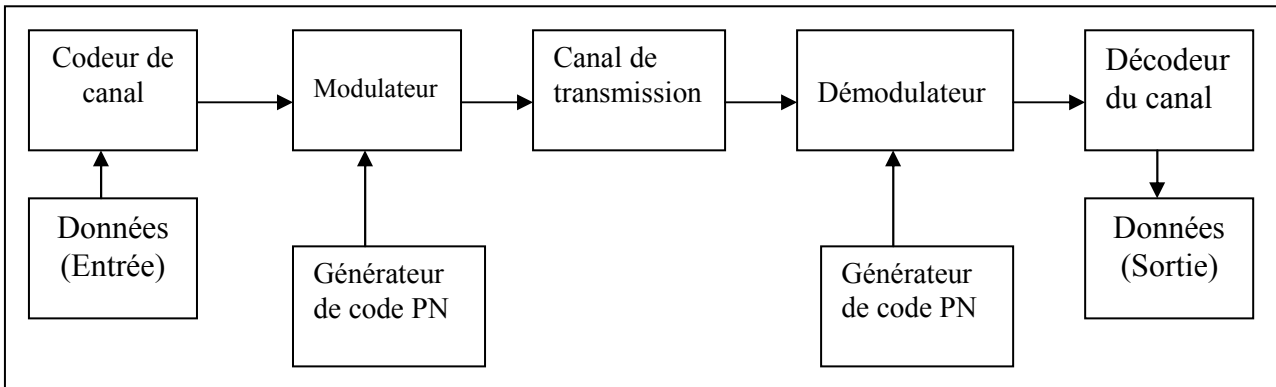


Fig. 2.3 Système de transmissions par étalement de spectre à séquence directe

La largeur de bande du signal transmis est directement proportionnelle au nombre de bits utilisés pour le code PN. La figure 2.4 montre la génération d'un signal de DS-SS en utilisant OU-exclusif (XOR). Le XOR se conforme aux règles suivantes : $0 \oplus 0 = 0$ $0 \oplus 1 = 1$ $1 \oplus 0 = 1$ $1 \oplus 1 = 0$

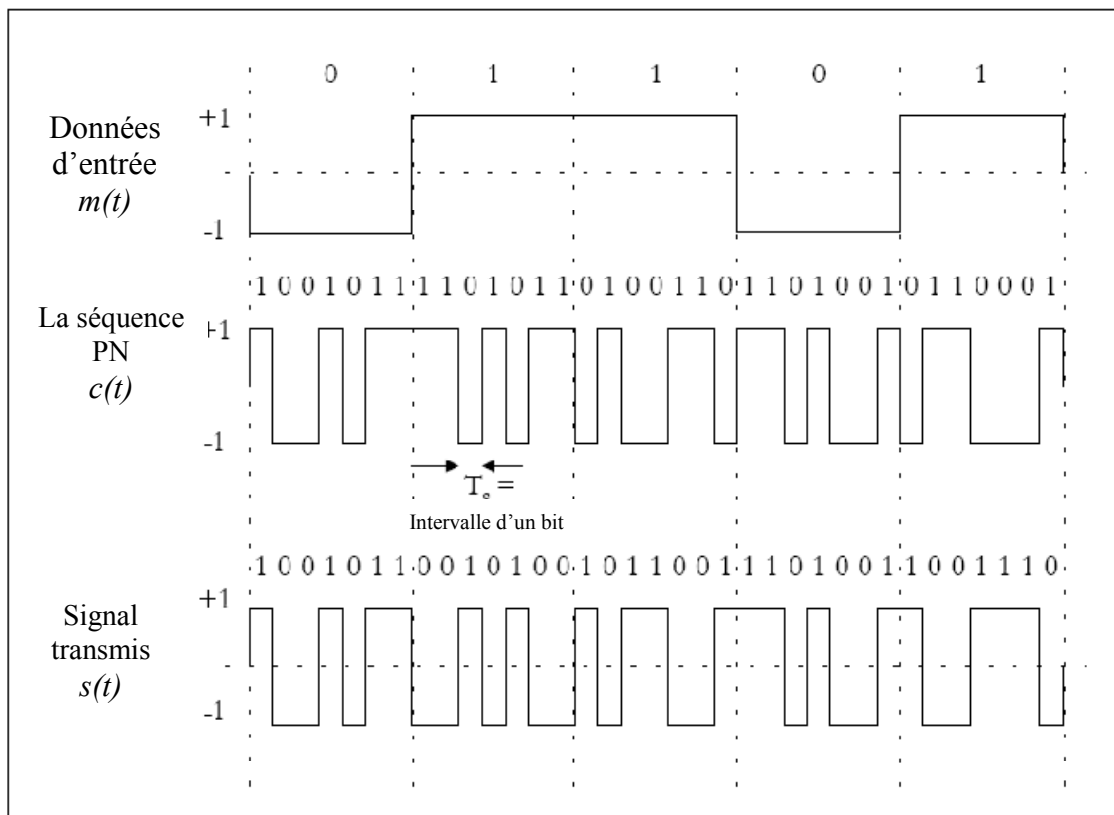


Fig. 2.4 Génération d'un signal DS-SS

Noter qu'un bit d'informations de puissance d'entrée de « 0 » cause les bits du code PN d'être transmis sans inversion, alors qu'un bit d'informations de puissance d'entrée de « 1 » inverse les bits de codage. Plutôt que représenter les données binaires avec les bits 0 et 1, les données d'entrée et de séquence PN sont converties en forme d'onde bipolaire avec des valeurs d'amplitude du ± 1 . Ceci est encore illustré sur la figure 2.5.

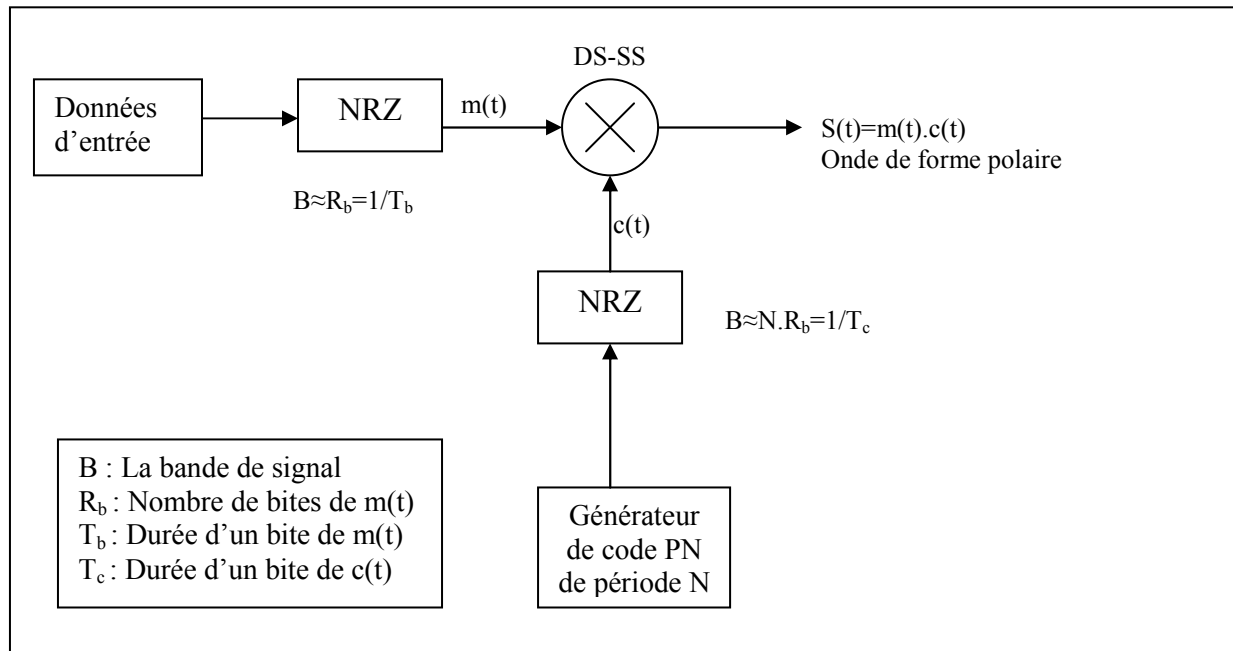


Fig. 2.5 Système de transmission DS-SS

De la figure 2.5, nous pouvons également identifier deux critères qui doivent être remplis afin de considérer ce système comme système de transmission DS-SS :

- La largeur de bande du signal transmis $S(t)$ est beaucoup plus large par rapport aux données de puissance d'entrée $m(t)$;
- Cette grande largeur de bande est provoquée par la modulation du signal de propagation $c(t)$ et le récepteur destiné exige ce signal identique pour rechercher le signal de message $m(t)$.

Dans les sections à venir, nous examinerons la fonctionnalité des divers composants pour un système d'accès multiple par répartition de code à séquence directe (DS-CDMA).

II.2.2 Le désétalement : [7]

En réception, pour récupérer l'information, le récepteur doit effectuer la même opération : il génère la même séquence d'étalement est la multiplié au signal reçu bit par bit; les données codées par cette séquence sont restaurées (puissance spectrale augmentée) alors que les données des autres utilisateurs restent étalés et les brouilleurs dus au canal sont étalés, non corrélés au signal utile. Ceci permet de diminuer le niveau de bruit pour le signal en bande de base : Plus l'étalement est important, plus, les interférences sont éliminées.

Dans le récepteur le signal reçu est remodulé par la même séquence synchronisée. Cette opération prend le nom de désétalement puisque la bande du signal obtenu correspond à celle de l'information.

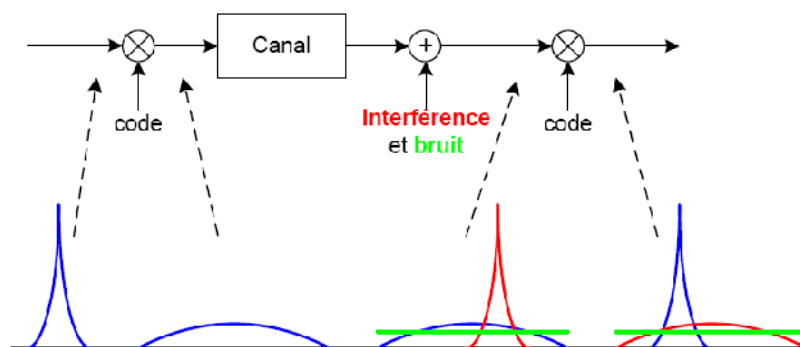


Fig. 2.6 L'étalement et le désétalement

Ce type de désétalement présente les avantages suivants:

- la densité spectrale du signal transmis est faible car le signal est large bande (ce qui permet la discrétion).
- Ici aussi, la discrétion est obtenue en gardant le code d'étalement secret.
- Un brouilleur bande étroite est étalé par le récepteur, ce qui minimise sa puissance après filtrage bande étroite.
- La tolérance vis à vis des multi-trajets est obtenue en choisissant des codes présentant des autocorrélations étroites. Les trajets de délais supérieurs à un chip sont facilement éliminés.



II.2.3 Génération de codes : [9]

Les séquences pseudo-aléatoires constitués de +1, -1 (notés aussi 1, 0 selon l'approche) sont générées par matériel ou logiciel.

Ces codes doivent respecter différentes propriétés :

- Equilibre (balance) des 0's (ou -1) selon la notation et 1's
- La distribution des séquences (*run lengths*) de 1 consécutifs suit une loi géométrique : Une moitié des séquences est de longueur 1, un quart est de longueur 2, 1/8 est de longueur 3 etc...
- Une fonction d'auto-corrélation

$\sum (pn(t)*pn(t+\tau))= (\text{Nbr. des accords} - \text{Nbr. des désaccords})$
est à valeur faibles sauf pour un décalage de zéro ou pour une période (si la séquence est périodique).

Exemple :

$$pn(t+0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1$$

$$pn(t+0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1$$

Produits : $+1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 \rightarrow \Sigma = \text{nb. de chips}=7$

Et : $pn(t+0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1$

$$pn(t+1) = -1 +1 +1 +1 -1 +1 -1 \rightarrow \text{On reboucle la } n^{\text{ième}} \text{ position en } 1^{\text{ère}} \text{ position}$$

Produits : $-1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 \rightarrow \Sigma = \text{Nbr. des accords} - \text{Nbr. de désaccords} = -1$

Ceci (autocorrélation nulle) traduit que le code ne 'ressemble' ni a son futur, ni a son passé.

Note : La transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation d'un signal est la fonction densité spectrale de puissance dP/df . Une telle fonction d'auto-corrélation correspond donc bien a du bruit, que l'on peut définir comme une somme de composantes d'égales amplitudes à toutes les fréquences (bruit 'blanc').



II.2.3.1 m-séquences :

L'IS-95 utilise deux générateurs pour étaler la bande jusqu'à 1,25 MHz. La liaison de retour génère aussi des codes quasi-orthogonaux et donc avec interférences minimum.

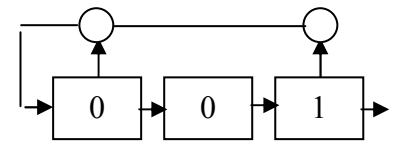
Un générateur est typiquement constitué de N bascules dont certaines (déterminations mathématiques) sont rebouclées à travers un ou exclusif (notation 1,0) ou une multiplication (notation +1,-1).

Exemple : (simpliste) avec 3 étages

Les états : 001, 100, 110, 111, 011, 101, 010, puis à nouveau

001

(les bits entrant à gauche [= ou exclusif des positions 1 et 3,] constituent la séquence).



Avec N étages, la longueur maximale des séquences pseudo-aléatoires est de $2^N - 1$ (les m-séquences). L'état tout à zéro est interdit (puisqu'auto entretenue). Le débouclage résulte de calculs mathématiques issus de l'algèbre des polynômes : Le générateur est construit sur le polynôme caractéristique (approche mathématique) par exemple: $X^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$ indique des bouclages sur les étages 0, 5, 7, 8, 9, 13 et 15.

Ces m-séquences ont une fonction d'auto-corrélation avec un maximum pour zéro à $2N - 1$, et une valeur négligeable (-1) pour toute autre valeur du décalage. Cette propriété permet de prendre comme ensemble de codes la même séquence avec les $2N-1$ décalages possibles. Ces codes orthogonaux sont dits linéaires et n'offrent pas une protection (cryptage) très élevée (on peut les déchiffrer à partir d'une connaissance partielle de la séquence).

On peut trouver plusieurs codes orthogonaux comme :

- Code de Barker : Les codes de Barker présentent une fonction d'auto-corrélation de même allure que les m-séquences.



- Gold codes : Codes à inter-corrélation et auto corrélation bornées, obtenus en additionnant (modulo 2) deux m-séquences appariées. Tous les codes ne sont pas équilibrés.

II.2.4 Le code Walsh : [3]

Les codes de Walsh sont les codes orthogonaux les plus communs utilisés dans les applications de CDMA. Ces indicatifs correspondent aux lignes d'une matrice carrée spéciale connue sous le nom de matrice de Hadamard. Pour un ensemble de codes de Walsh de la longueur n, donc n lignes pour former une matrice carrée de (n × n) de code de Walsh. La première ligne de cette matrice contient une chaîne de caractères de zéros avec chacune des lignes ultérieures contenant différentes combinaisons S de 0 et 1. Chaque ligne est orthogonale. Une fois mis en application avec le système de CDMA, chaque utilisateur nomade utilise une des n ligne de la matrice comme code de propagation, fournissant la corrélation croisée.

$$W_1 = [0] \qquad W_{2^n} = \begin{bmatrix} W_n & W_n \\ W_n & \bar{W}_n \end{bmatrix}$$

Dont n est une puissance de 2 qui indique la dimension de la matrice et \bar{W}_n représente l'opérateur logique NOT

$$W_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad W_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \qquad W_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Chaque colonne des n de la matrice de Walsh correspond à un canal. Le canal numéro 0 est la première colonne de la matrice de Walsh, qui ne contient que des zéros. Ce canal est également connu comme le canal pilote et est utilisé pour former et estimer la réponse d'impulsion du canal par radio mobile.



Pour calculer la corrélation entre les codes, nous devons convertir les bits dans la matrice en ± 1 . L'inter-corrélation des codes de Walsh exige la synchronisation. Cependant, tous les utilisateurs du même canal de CDMA peuvent être synchronisés à une exactitude d'un intervalle.

II.3 Modulation QPSK : [10]

Le type de modulation utilisée dans ce travail est la modulation numérique QPSK. Dans cette partie on a expliqué en détail ses caractéristiques ainsi son fonctionnement par étape.

Souvent connues sous le nom de 4-PSK ou QPSK, cette modulation utilise un diagramme de constellation à quatre points, à équidistance autour d'un cercle. Avec quatre phases, QPSK peut coder deux bits par symbole, suivant le code de Gray (00-01-11-10) Cela permet de soit multiplier le débit binaire par deux comparé à un système BPSK tout en maintenant la bande passante du signal ou alors de maintenir le débit en réduisant la bande passante utilisée par deux.

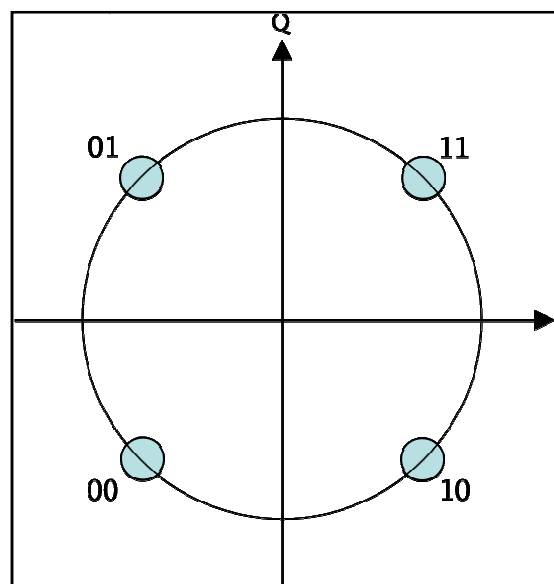


Fig. 2.7 Modulation QPSK et code Gray.

Bien que le QPSK puisse être vu comme une modulation en quadrature, il est aussi simple de le considérer comme deux modulations indépendantes. Avec cette interprétation, les bits pairs (ou impairs) sont utilisés pour moduler la composante



In-Phase(I), tandis que les bits impairs (ou pairs) sont utilisés pour la Quadrature-phase (Q). BPSK est utilisé sur les deux porteuses et peuvent être démodulées indépendamment.

La probabilité d'une erreur de bit en QPSK est la même qu'en BPSK:

$$P_d = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

Cependant, avec deux bits par symbole, le taux d'erreur par symbole augmente:

$$\begin{aligned} P_s &= 1 - (1 - P_b) \\ &= 2Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) - Q^2\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \end{aligned}$$

Si le rapport signal-à-bruit est élevé (comme c'est le cas en pratique pour des systèmes QPSK), la probabilité d'erreur symbole peut être approximée par:

$$P_s \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Comme avec BPSK il y a un problème d'ambiguïté sur la phase pour le receveur et l'encodage différentiel de QPSK est souvent utilisé en pratique.

II.3.1 Implémentation :

L'implémentation de QPSK est plus générale et d'un ordre PSK plus élevé que BPSK. L'écriture des symboles liés au diagramme de constellation en termes de composantes sinus et cosinus est représentée par:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + (2i - 1)\frac{\pi}{4}\right), i = 1, 2, 3, 4$$

Avec, donc, les quatre valeurs de phases suivantes: $\pi / 4$, $3\pi / 4$, $5\pi / 4$ et $7\pi / 4$.

Les deux composantes du signal sont données par les fonctions de base suivantes:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t)$$

La fonction de base $\phi_1(t)$ donne la composante I ou In-phase et $\phi_2(t)$ la composante Q ou Quadrature permettant ainsi de représenter les états de phase du signal par quatre points dans le diagramme de constellation (voir ci-dessus).

$$\left(\pm \sqrt{\frac{E_s}{2}} \pm \sqrt{\frac{E_s}{2}} \right)$$

Le facteur 1/2 indique que la puissance totale est également répartie entre les deux porteuses.

En comparant ces expressions avec celles de BPSK, on remarque que QPSK peut s'interpréter comme deux signaux BPSK indépendants. QPSK peut-être implémenté de différentes façons. Le schéma ci-dessous représente la structure et les composantes principales de la transmission d'un signal modulé par QPSK. Les deux symboles correspondant chacun à un état de phase dans le diagramme de constellation BPSK (voir section 3 Chapitre I) comme montré dans la Figure 2.8.

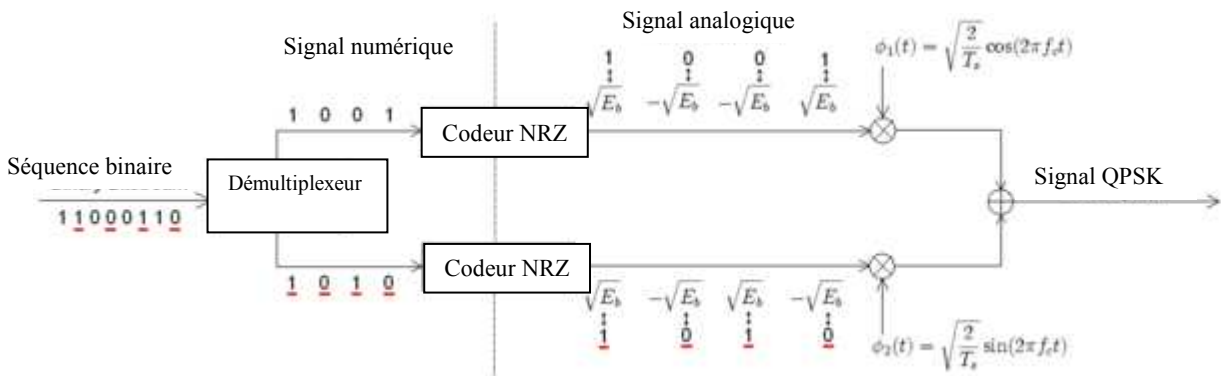


Fig. 2.8 Chaîne modélise l'émission QPSK.

Le train binaire entrant est partagé entre les composantes In-phase et Quadrature. Les trains de bits sortant du démultiplexeur sont modulés séparément à l'aide d'une fonction de base orthogonale. Dans cette implémentation, deux sinusoïdes sont utilisées. Par la suite, les deux signaux ainsi obtenus sont recombinaés pour former le signal QPSK. Les encodeurs ne retournent pas de polarité à bit 0 (NRZ). Ceux-ci peuvent-être placés devant la source de données binaires, mais ici, ils sont disposés après pour illustrer conceptuellement la différence entre les signaux numériques et analogiques contribuant à la modulation numérique.

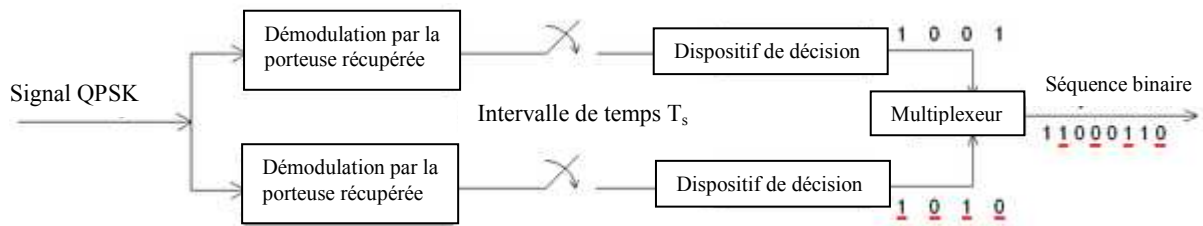


Fig. 2.9 Chaîne modélise la réception QPSK

Les filtres peuvent-être remplacés par des corrélateurs. Chaque dispositif de détection utilise une valeur seuil de référence pour déterminer si un 1 ou un 0 est détecté.

II.4 Concept du WCDMA : [7]

Le WCDMA se base largement sur le CDMA, utilisant une plus large bande passante ce qui permet d'accroître le débit. Pour optimiser les ressources radio, il propose deux modes de fonctionnement, selon le type de multiplexage. De plus, outre l'étalement (channelisation), le WCDMA applique une autre opération essentielle, le brouillage (scrambling), et la nouvelle solution utilisant le domaine spatial (antennes adaptatives) sont à l'étude pour améliorer la réception des signaux.

II.4.1 Principales caractéristiques de WCDMA :

- accès multiple via DS-SS-CDMA (Direct Séquence CDMA)
- chip rate : 3,84 Mcps ; bande passante 5 MHz
- 2 modes pour séparer uplink et downlink : FDD et TDD
- motif de réutilisation : 1 (pour une bande de 5 Mhz) => facilité de planification
- possibilité de déployer plusieurs bandes 5 MHz pour extension de la capacité et réseaux multicouches.
- Station de base en mode asynchrone (pas de signal de référence).



- débits utilisateurs jusqu'à 2 Mbit/s et variables sur une connexion (par tranche de 10 ms) => supporte le concept de BoD (Bandwidth on Demand) et le multiplexage de service.
- support de hand-over avec le GSM (=> facilité de déploiement du réseau et de la couverture).
- utilise la détection cohérente basée sur des pilotes (canaux et symboles).

II.5 Les multiplexages : [7]

Deux modes de duplexage mode FDD en W-CDMA pour les bandes appairés (2x 60 MHz), mode TDD en W-TDMA / CDMA pour les bandes non appairés (35 MHz).

II.5.1 Le FDD-WCDMA : (Frequency Division Duplex)

Le concept W-CDMA (Wideband CDMA) utilise exactement ce mode avec une technique d'étalement de spectre par séquence directe, Ce mode consiste à faire un multiplexage en fréquence des deux sens de transmission : Chaque sens de transmission utilise une porteuse distincte. Cette technique utilise donc un débit chip élevé (4,096 Mchip/s), et une bande de fréquences importante (4,4 à 5 MHz), ce qui permet de bénéficier d'une bonne diversité de fréquences dans la plupart des environnements, et de s'affranchir des évanouissements liés aux trajets multiples.

Le W-CDMA utilise un facteur d'étalement variable (de 4 à 256) permettant de supporter facilement une large gamme de débits des services, avec une bonne qualité. Le débit maximal supporté par un seul code est de 384 kbit/s. Pour les services à plus haut débit, plusieurs codes sont alloués à un même utilisateur et transmis simultanément sur le même canal radio (par exemple 5 codes sont nécessaires pour supporter le 2 Mbit /s. Ce mode est bien adapté pour tout type de cellule mais n'est pas très souple pour la gestion de trafic asymétrique.

Tableau 2.1 : paramètre du mode FDD

Accès multiple	DS-CDMA
Duplex	FDD
Débit chip	3.84 Mchip/s
Espacement entre porteuse	4.4 à 5 MHz avec un pas de 200 KHz
Durée trame	10 ms
Débit variable	Facteur d'étalement variable et multicode
Facteur d'étalement	Variable et multicode

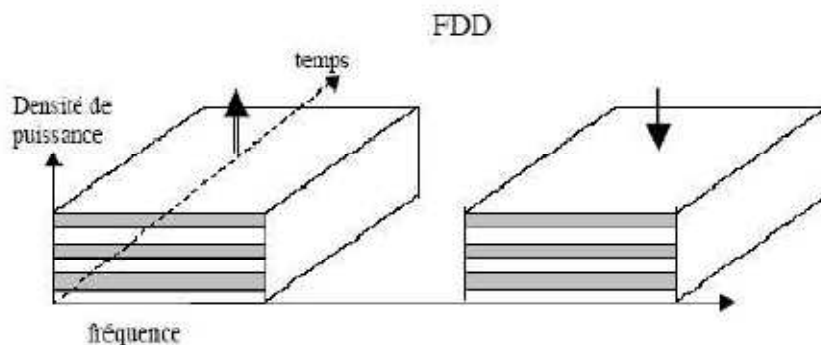


Fig. 2.10 Mode FDD

II.5.2 Le TDD-WCDMA : (Time Division Duplex)

N'utilise qu'une bande passante de 5 Mhz divisée en portions de temps (time slot) ; elle est utilisée pour les deux sens. Elle comprend donc une composante AMRT (Accès Multiple à Répartition dans le Temps) fondée sur la trame GSM (qui fait appel au TDMA) en plus de la séparation par code. Ce concept offre une large gamme de débits de service en allouant plusieurs codes ou plusieurs intervalles de temps à un utilisateur. Le débit de 2 Mbit/s en allouant plusieurs codes ou plusieurs intervalles de temps à un utilisateur. Le débit de 2 Mbit/s peut également être obtenu, mais des raisons techniques et complexes (dues par exemple au déplacement ou au déphasage) limitent le bon fonctionnement de ce système aux bâtiments ou aux petites cellules.

Tableau 2.2 : Paramètre du mode TDD

Accès multiple	TDMA et CDMA
Duplex	TDD
Débit chip	3.84 Mchip/s
Espacement entre porteuses	5 MHz
Structure de trame	15 IT par trame
Etalement	Orthogonal
Durée trame	10 ms
Débit variable	Multi IT et multicode
Codage	Canal convolusionnel

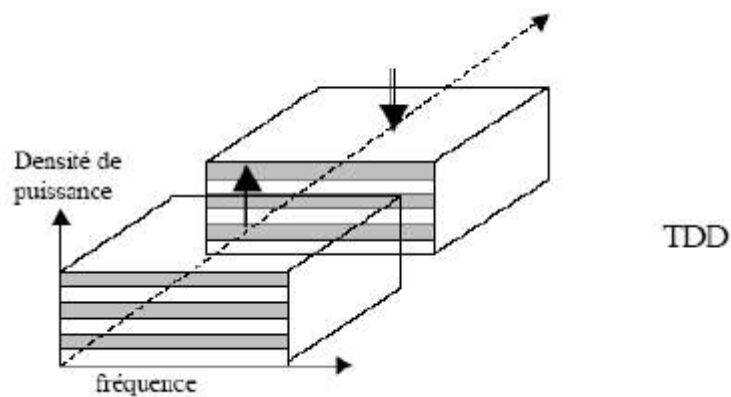


Fig. 2.11 Mode TDD.

Dans un premier temps, ces deux modes ont été développés sans souci d'harmonisation, mais suite à la décision de l'ETSI, ils devront cohabiter dans un même terminal et dans un même service afin de couvrir l'ensemble des services prévus par l'UMTS.

II.6 Récepteur : [11]

II.6.1 Diversité :

Le concept de diversité est basé sur la présence au récepteur de plusieurs copies du signal désiré, chacune ayant traversée un canal différent. Si les évanouissements



dans ces canaux sont suffisamment indépendants, il y a peu de chance qu'un évanouissement important se produise dans tous les canaux au même moment, ce qui permet d'obtenir une qualité du signal reçu plus constante que si on utilisait une seule copie du signal. Il s'agit ensuite d'implémenter un récepteur capable de distinguer et regrouper les différentes copies du signal afin d'obtenir le meilleur estimé possible du signal désiré.

II.6.2 Types de diversité

Il existe plusieurs méthodes permettant d'obtenir de la diversité au récepteur. Celles-ci sont plus ou moins efficaces selon le contexte. On présente ici quelques unes des formes de diversité les plus fréquemment utilisées.

La diversité en espace : consiste à équiper le récepteur de plusieurs antennes suffisamment espacées les unes des autres de manière à ce que les signaux qu'elles reçoivent soient faiblement corrélés. La diversité en espace est particulièrement efficace s'il y a un grand nombre de diffuseurs dispersés autour des antennes.

La diversité de polarisation : utilise encore une fois plusieurs antennes, mais cette fois-ci, plutôt qu'être suffisamment séparées en distance, elles ont une polarisation différente (on utilise généralement deux antennes à polarisations orthogonales) qui permet de recevoir les signaux dont la polarisation a changé suite à des réflexions ou à des diffractions.

La diversité en fréquence : nécessite la transmission simultanée du signal sur plusieurs bandes fréquences, suffisamment espacées pour limiter la corrélation entre les évanouissements présents sur chacune des bandes. Le principal désavantage de cette technique est l'utilisation peu efficace du spectre de fréquences.

La diversité en temps : est obtenu en transmettant plusieurs fois le même signal avec des intervalles de temps suffisamment espacés pour que les caractéristiques d'évanouissement du canal aient changées. Cette méthode implique cependant des délais de transmissions, qui la rendent peu pratique.



La diversité en impulsions : une légère variation de la diversité en temps, utilise les répétitions décalées en temps du signal causées par les parcours multiples du canal. On utilise généralement un récepteur RAKE pour effectuer la combinaison des signaux. La diversité en impulsions nécessite un système ayant une largeur de bande suffisante pour résoudre les différentes impulsions de la réponse impulsionnelle du canal.

II.6.3 Combinaison :

Afin de profiter des avantages de la diversité, le récepteur doit pouvoir combiner les différents signaux reçus. Les méthodes présentées dans les paragraphes qui suivent supposent que les différents signaux qui doivent être combinés sont reçus à travers des branches séparées.

Les récepteurs à combinaison par sélection ne combinent pas vraiment les signaux multiples, ils utilisent plutôt une technique de commutation afin de choisir en tout temps la branche qui offre le rapport signal à bruit instantané le plus élevé.

La combinaison par balayage est similaire à la combinaison par sélection, mais plutôt que de changer continuellement de branche, elle reste fixée à une seule branche jusqu'à ce que le rapport signal à bruit instantané descende sous un seuil prédéterminé. À ce moment, le récepteur balaye les autres branches jusqu'à ce qu'il en trouve une où le rapport signal à bruit instantané est situé au dessus du seuil ou que toutes les branches aient été testées.

La combinaison à gain uniforme combine réellement tous les signaux reçus. Dans ce type de récepteur, on aligne les phases des signaux reçus dans chacune des branches et on additionne tous ces signaux.

La combinaison à ratio maximal est semblable à la combinaison à gain uniforme. Encore une fois on aligne les phases des signaux reçus dans chacune des branches, mais avant de les additionner, on pondère les branches proportionnellement au rapport signal à bruit. La combinaison à ratio maximal est optimale au sens du rapport signal à bruit moyen après combinaison lorsque les branches ne sont pas corrélées.

II.6.4 Récepteur RAKE :

Puisque les réponses impulsionnelles des canaux comportent un grand nombre de parcours multiples, il est intéressant d'utiliser un récepteur de type RAKE afin d'exploiter la diversité impulsionnelle et afin de maximiser l'énergie disponible au récepteur.

Le récepteur RAKE (ou récepteur en râteau) est composé de plusieurs corrélateurs, ajustés à des délais différents, dont les sorties sont combinées de manière linéaire, tel que présenté dans la figure 2.12.

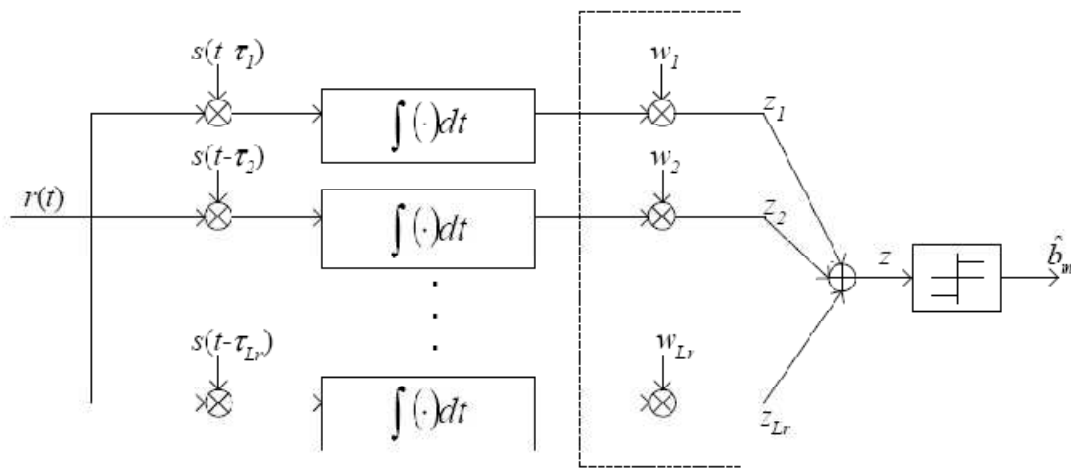


Fig. 2.12 Récepteur RAKE

Si on identifie par z_i la sortie du corrélateur de la branche i , la sortie du récepteur, après combinaison, est donné par :

$$z = \sum_{i=1}^{L_r} w_i z_i$$

Où L_r est le nombre de branche du récepteur et w_i est le poids assigné à la branche i , peut importe la méthode de combinaison.

Pour la branche i , ayant un délai τ_i , la sortie du corrélateur est :

$$z_i = \int_{\tau_i}^{\tau_i + T_s} r(t) s(t - \tau_i) dt$$



II.6.5 Choix des délais

Dans un cas idéal, le récepteur RAKE aurait une branche (ou corrélateur) pour chaque parcours de la réponse à l'impulsion. Puisque la réponse à l'impulsion du système étudié comporte un grand nombre de parcours très rapprochés dans le temps, il serait physiquement impossible et très coûteux d'assigner une branche à chaque parcours.

Les branches sont donc assignées à un nombre limité de délais en sélectionnant les délais contenant le plus d'énergie/d'information. Cette variante du récepteur RAKE est généralement appelée RAKE sélectif.

Dans un récepteur RAKE réel, le choix des délais de chacune des branches se fait généralement à l'aide des propriétés d'autocorrélations des séquences pseudo-aléatoires utilisées. Par balayage, on teste la valeur de corrélation entre le signal reçu et la séquence d'étalement de ce signal pour différents délais. Puisque l'autocorrélation comporte un pic important lorsque le signal reçu est synchronisée avec la séquence d'étalement (voir figure 2.13), le balayage devrait indiquer des pics plus importants lorsque la séquence d'étalement décalée en temps est synchronisée avec les parcours les plus importants.

Ce sont ces pics qui sont utilisés comme délais. Si le récepteur connaît les propriétés du signal transmis il peut aussi estimer les amplitudes des parcours correspondant à chacune des branches sélectionnées. Pour cette raison, et pour faciliter le balayage, les systèmes de type IS-95 utilisent une séquence pilote afin de déterminer le délai et le gain des branches du récepteur RAKE.

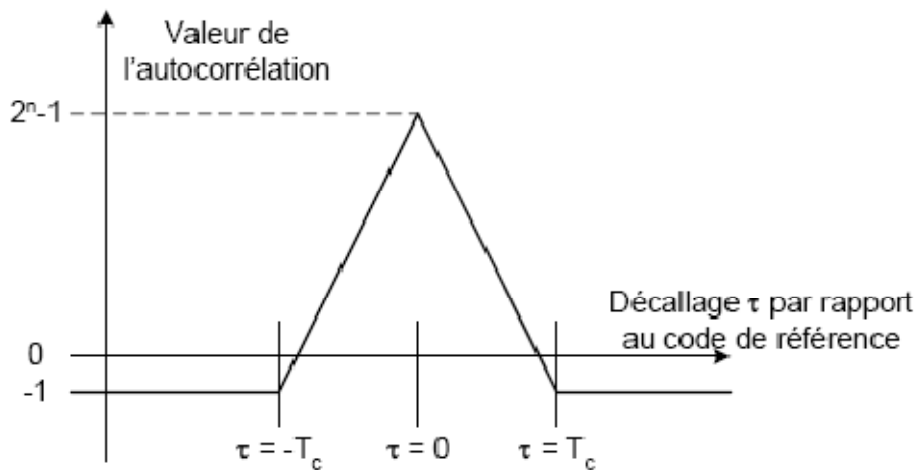


Fig. 2.13 Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale

II.7 Conclusion :

Dans ce chapitre on a expliqué le concept du système CDMA en détail de l'émission jusqu'à la réception. Pour compléter ce travail et arriver à la simulation il faut comprendre le fonctionnement de l'algorithme LMS qui réalise la fonction d'estimation ainsi la modification proposée, cela est expliqué en détail dans le chapitre suivant.



Chapitre I : Généralités sur la transmission numérique

I.1 Introduction : [1]

Les réseaux mobiles deviennent de plus en plus complexes et par suite, l'introduction de nouveaux services coûte de plus en plus cher aux opérateurs de ces réseaux. Ce qui pousse ces derniers à rechercher une solution répondant aux conditions suivantes:

- Interopérabilité, i.e. l'ensemble des terminaux peuvent profiter des services de l'opérateur quel que soit leur constructeur, leur méthode d'accès, etc...
- L'opérateur doit être capable de dimensionner les ressources nécessaires aux services en fonction des besoins des clients. Ceci prend de même en compte la simplicité de mise en œuvre et de gestion globale.
- Qualité de service répondant aux attentes de l'opérateur et donc à celles des utilisateurs, et en adéquation avec les caractéristiques du réseau.

La première génération des communications entre mobiles est analogique (AMPS Advanced Mobile Phone System, TACS Total Access Communication System et NMT Nordic Mobile Telephone). La deuxième génération permet en plus les services de données (GSM Global System for Mobile Communications, DAMPS Digital AMPS, PDC Personal Digital Cellular, IS-95 Interim Standard 95). La notion de qualité de service existe déjà dans la mesure où un utilisateur a accès à un canal de bande passante fixe et dans certains cas de la norme il est possible de demander à travers la signalisation, plusieurs canaux additionnels (CBR Constant Bit Rate).

La troisième génération ajoute les performances du multimédia à la plate-forme de la 2^{ème} génération en se basant sur un haut débit (2 Mbits/s), l'accès à Internet (IP Internet Protocol) et l'introduction des paquets de données. Cette génération est appelée aussi (UMTS/IMT2000) Universal Mobile Telecommunication System in year 2000 / International Mobile Télécommunication. Malgré que le GSM, standard de l'ETSI (the European Telecommunications Standards Institute) se base sur la technologie TDMA : (Time Division Multiple Access), l'UMTS et 3GPP (3rd

Generation Partnership Project) se basent plutôt sur une technologie plus prometteuse qui est le CDMA. Ainsi que le PCS (Personal Communications Services) qui représente la dernière vague en matière de réseaux cellulaires à 1900 Méga-Hz et utilise le CDMA pour le multiplexage.

I.2 Les phénomènes physique :

I.2.1 La réflexion et la transmission : [2]

Une onde se propageant dans un matériau (ou dans le vide) suit les lois de l'optique géométrique de Snells-Descartes quand elle change de milieu (figure 1.1). Ainsi une onde qui part d'un point Tx et qui arrive sur un obstacle en R va donner lieu à deux rayons : un rayon réfléchi (R-Rx sur la figure) et un rayon transmis (R-Rx' sur la figure). D'après les lois de Descartes, le segment [R-Rx] est le symétrique de [R-Tx] par rapport au plan perpendiculaire à l'obstacle et passant par R. De plus de segment [R-Rx'] est le symétrique de [R-Rx] par rapport au point R.

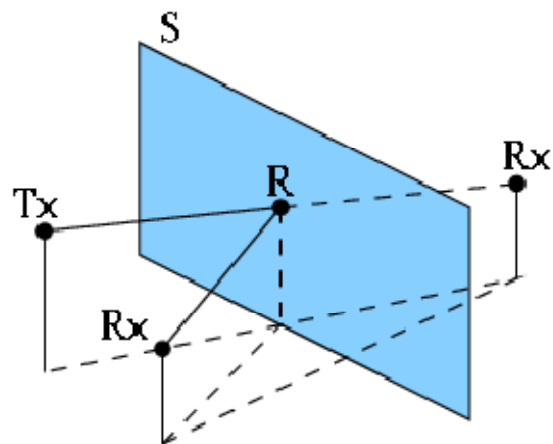


Fig. 1.1 Réflexion et transmission d'un rayon sur un mur.

I.2.2 La diffraction : [2]

On dit qu'il y a diffraction quand, dans un milieu homogène et isotrope (même vitesse de propagation pour tous les rayons radio quelle que soit leur direction) une onde ne se propage pas en ligne droite. Les phénomènes de diffraction ne se produisent que lorsque l'onde rencontre des trous ou des obstacles dont les dimensions

sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Dans le cas des environnements indoor, les obstacles et les petits éléments sont souvent nombreux (par exemple un angle de mur comme représenté à la figure 1.2), d'où l'assurance fréquente de ces phénomènes.

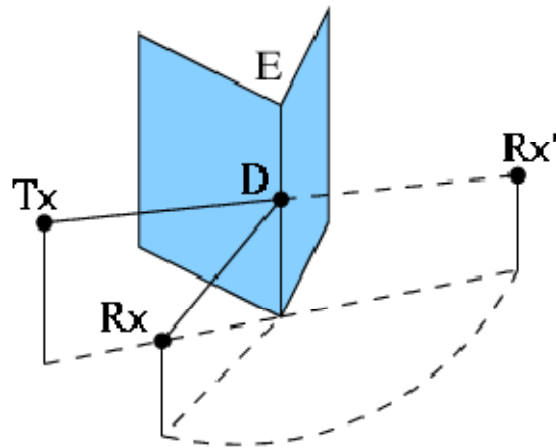


Fig. 1.2 Diffraction d'un rayon sur un coin.

I.2.3 La diffusion : [2]

Le phénomène de diffusion peut également se produire quand une onde radio (Les ondes radioélectriques dites ondes radio) (radio, TV,...) rencontre un obstacle dont la surface (Il existe de nombreuses acceptions au mot surface, parfois objet géométrique, parfois frontière physique, souvent...) n'est pas parfaitement plane et lisse. C'est le cas de couches ionisées, de la surface du sol dans les régions vallonnées (pour les longueurs d'ondes les plus grandes) ou de la surface d'obstacles (falaises, forêts, constructions...) pour les ondes ultra-courtes (au-dessus de quelques centaines de mégahertz). Comme en optique, la diffusion dépend du rapport entre la longueur d'onde et les dimensions des obstacles ou des irrégularités à la surface des obstacles réfléchissants. Ces derniers peuvent être aussi variés que des rideaux de pluie (en hyperfréquences) ou des zones ionisées lors d'aurores polaires.

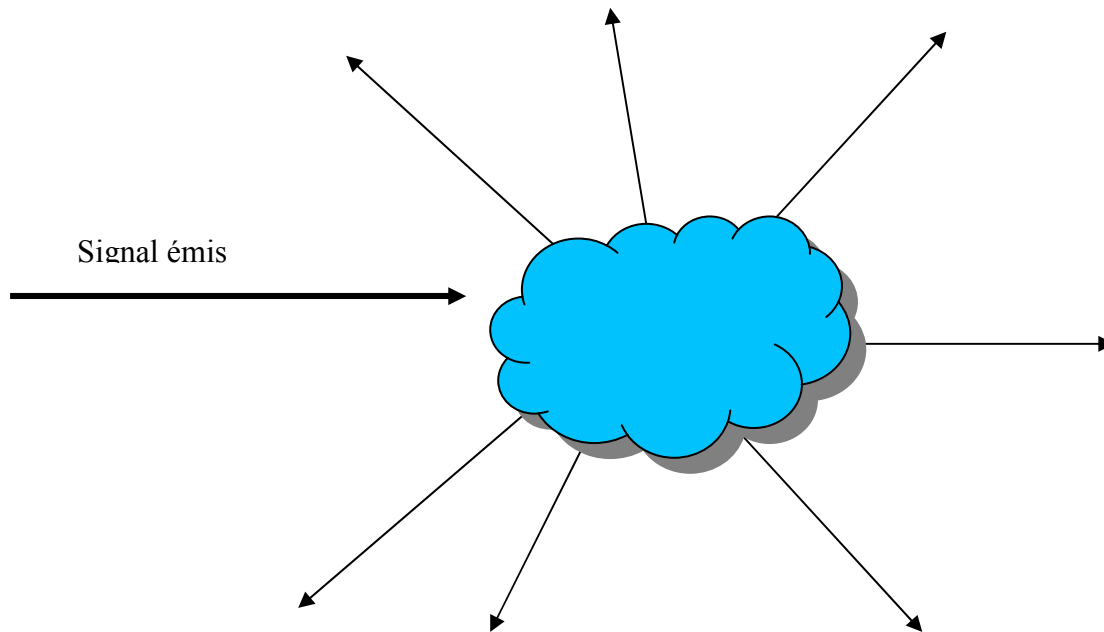


Fig. 1.3 La diffusion

I.2.4 Les multi-trajets : [3]

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal.

Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles, dont les multi-trajets sont causés par les montagnes, immeubles et voitures, sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets voir figure 1.4. Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins.

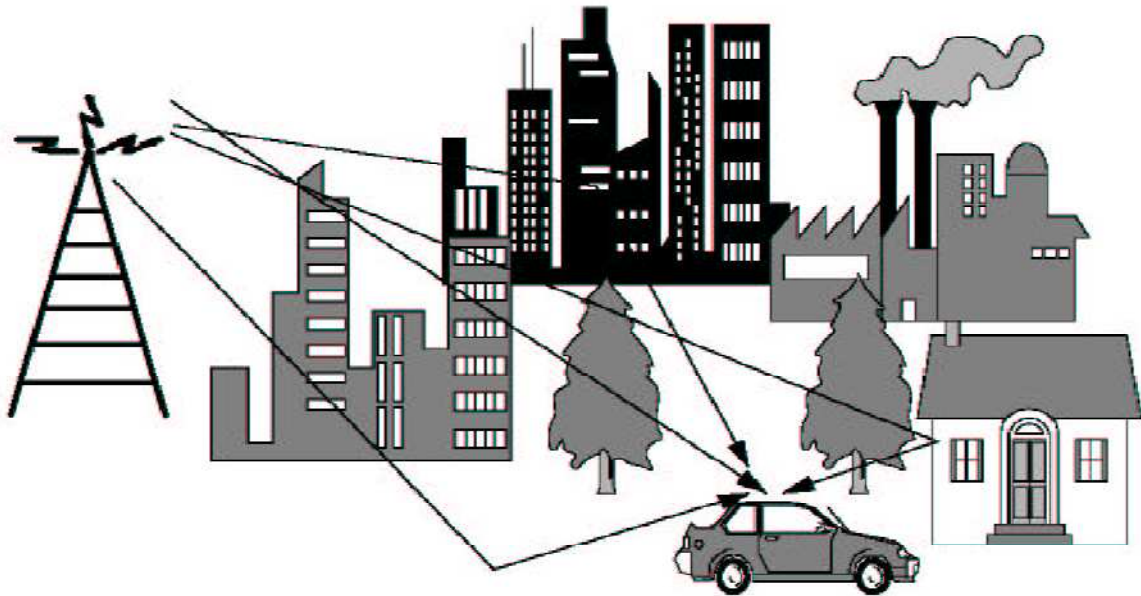


Fig. 1.4 Les multi-trajets

I.2.4.1 Fading à large échelle : [3]

Il est caractérisé par l'atténuation d'un signal lorsque se dernier se propage à travers de longue distance (environ des centaines de Km) voir figure 1.5. Il est caractérisé aussi par un long intervalle de retard voir figure 1.6.

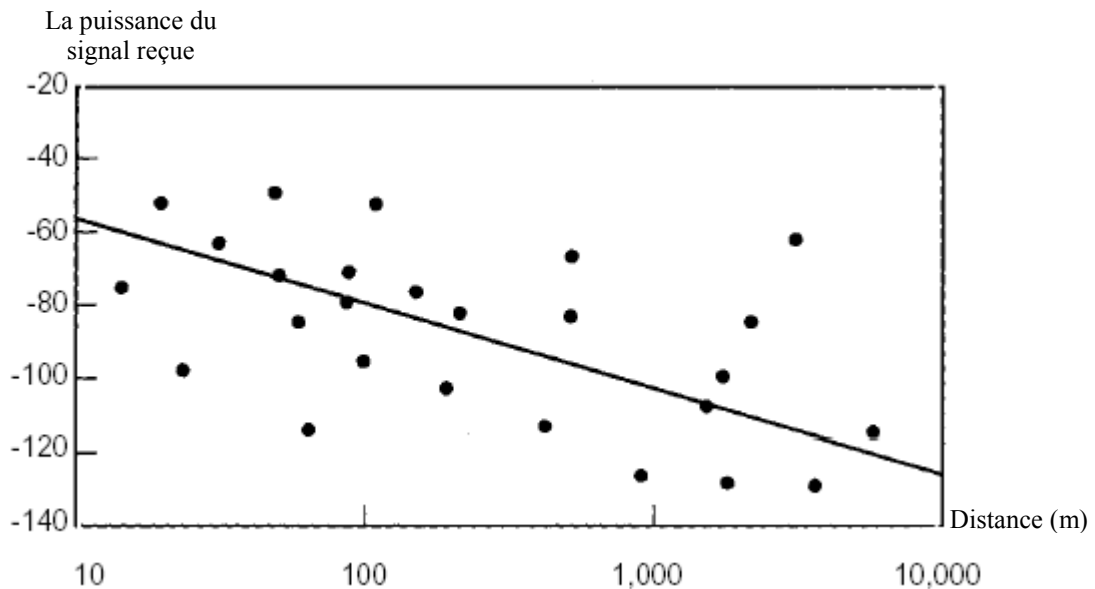


Fig. 1.5 Variation de la force du signal en fonction de la distance

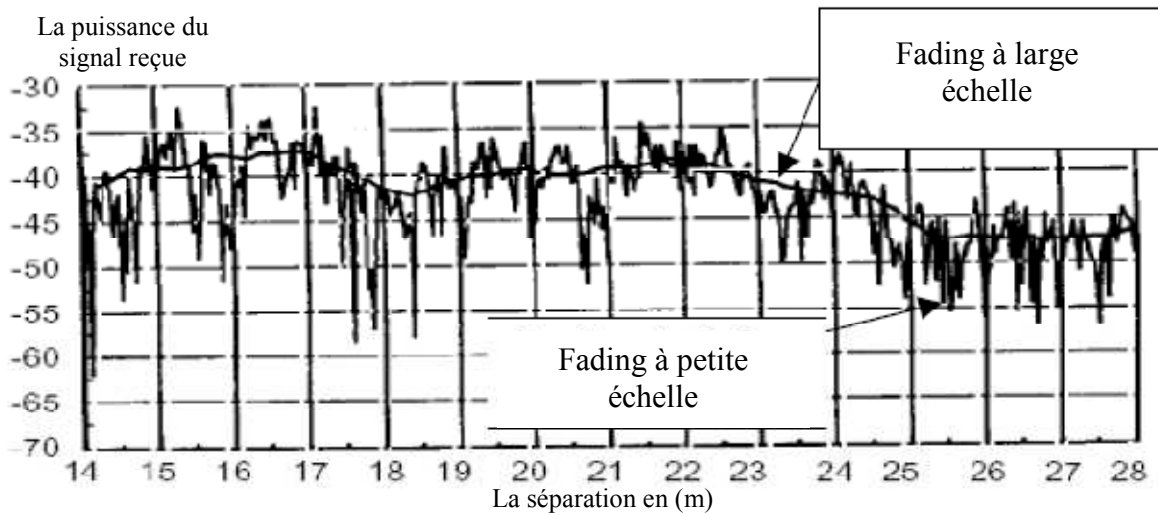


Fig. 1.6 Fading à large et à petite échelle

I.2.4.2 Fading à petite échelle : [3]

Le fading à petite échelle suivant les indications de la figure 1.6, se manifeste comme des fluctuations rapides dans l'enveloppe de tension du signal reçu au-dessus d'une courte période ou d'une course (quelques longueurs d'onde). Il est provoqué par l'interférence entre deux versions ou plus du signal transmis arrivant au récepteur avec une diffusion à différents décalages. Ces signaux à temps-décalés s'appellent les signaux par trajets multiples.

I.3 Chaîne de transmission numérique classique : [4]

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique entre une source et un ou plusieurs destinataires (Fig. 1.7) en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions.



Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs.

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur de canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission, et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information, le codage de canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voire l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire.

À la sortie du codeur de canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une contenance physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base ou sur fréquence porteuse. Pour ce qui concerne la modulation numérique, il y a des détails dans les paragraphes qui suivent.

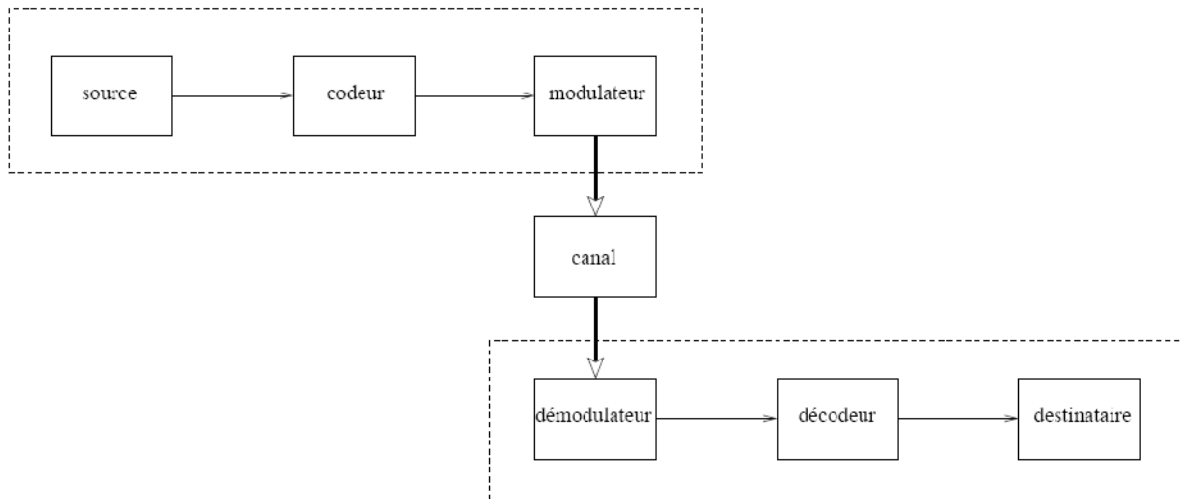


Fig. 1.7 Chaîne de transmission numérique

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Ainsi, si le téléphone utilise le câble bifilaire, des applications plus gourmandes en débit privilégieront la câble coaxial, autorisant des débits de l'ordre du Mbit/s, ou mieux la fibre optique qui peut supporter des débits de plusieurs Gbit/s. Dans le cadre de notre travail, nous envisagerons plutôt les transmissions radio-mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques, ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre...

A la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale.

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire, et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi



lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication. Pour la quantifier, on définit le Taux d'Erreur Binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis, et le terme de Probabilité d'Erreur Binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport.

Un autre aspect primordial pour juger des performances d'un système de communication réside dans la complexité de l'algorithme de démodulation employé par le récepteur. Enfin l'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission, et les besoins en débit des applications nouvelles conduisent de plus en plus à des modulations à grande efficacité spectrale.

I.3.1 Modulations numériques : [4]

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Pour les transmissions en bande de base, la forme d'onde utilisée pour la mise en forme du signal physique est le plus souvent une porte ou un créneau. Dans le cas de transmissions sur porteuse, l'opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse de forme sinusoïdale d'expression générale $s(t) = A \cdot \cos(\omega t + \Phi)$ centrée sur la bande de fréquence du canal.

Dans cette expression les paramètres modifiables sont:

- L'amplitude de l'onde A
- La fréquence porteuse $f = \omega/2\pi$
- La phase Φ



Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un symbole qui prend sa valeur parmi $M = 2^n$ réalisations possibles, ce qui permet d'associer à un état de modulation un mot de n éléments binaires. L'ensemble de ces symboles est appelé alphabet et forme une constellation caractéristique pour chaque modulation. Supposons que la source délivre des éléments binaires toutes les T_b secondes, la période symbole est définie par :

$$T_s = n \cdot T_b$$

Et le débit binaire s'exprime :

$$D_b = 1/T_b$$

La rapidité de modulation :

$$R = 1/T_s = D_b / \log_2 M$$

S'exprime en bauds et correspond au nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

1.3.1.1 Modulation numérique de phase PSK (Phase Shift Keying):

La modulation PSK consiste à faire varier la phase de la porteuse en fonction du signal. Si on a une porteuse :

$$A = \cos(\omega_0 t)$$

Le signal modulé est :

L'ensemble des phases Φ_k possibles est donné par :

$$\Phi_k = \Phi_0 + (2k + 1) \pi / M \quad \text{avec } 0 \leq k < M$$

La valeur $M = 2^n$ est le nombre de symboles pouvant être distingués. On voit que ces symboles sont répartis de manière uniforme sur un cercle de rayon 1.

La figure 1.8 donne les répartitions pour $M = 2$ et $M = 4$.

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \Phi_k) \tag{1}$$

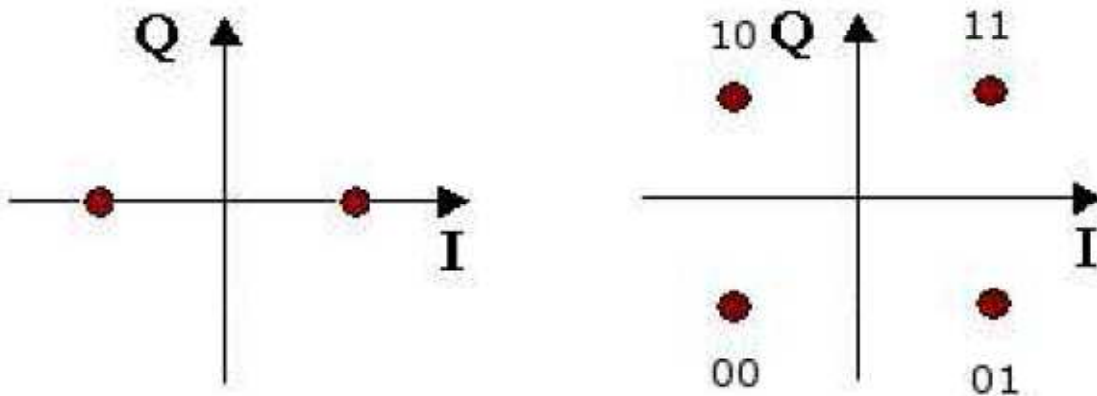


Fig.1.8 Modulation à 2 et à 4 état de phase

L'expression (1) peut encore s'écrire :

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\phi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot \sin(\phi_k)$$

C'est donc la somme de 2 porteuses en quadrature, modulées en amplitude.

I.3.1.2 Modulation BPSK :

La modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) est une modulation à 2 états de phase, correspondant à $\phi_0 = 0$ et $M = 2$ dans l'équation de ϕ_k . Les 2 états de phase sont 0 et π et le signal modulé est :

$$m(t) = k \cdot \cos(\omega_0 t) \text{ avec } k \pm 1$$

Il s'agit d'une modulation binaire puisqu'on a que 2 symboles +1 et -1. On voit que seule la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t)$ est modulée.

La modulation BPSK est obtenue en multipliant la porteuse par le signal logique centré, c.à.d de niveaux ± 1 .

La démodulation est cohérente, il faut donc reconstituer la porteuse à partir du signal modulé. On multiplie le signal (ici sans bruit) par la porteuse et on obtient :

$$A \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot A \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_k) = \frac{A^2}{2} [\cos(2\omega_0 t + \phi_k) + \cos(\phi_k)]$$

On élimine par filtrage la composante en $2\omega_0$ et on retrouve le signal binaire émis.

On remarque que le récepteur doit connaître la fréquence des signaux transmis, c'est pourquoi une séquence connue de synchronisation est envoyée au préalable.

I.3.2 Canaux de transmission : [4]

I.3.2.1 Canal binaire symétrique :

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à $\{0,1\}$. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant (Fig. 1.9).

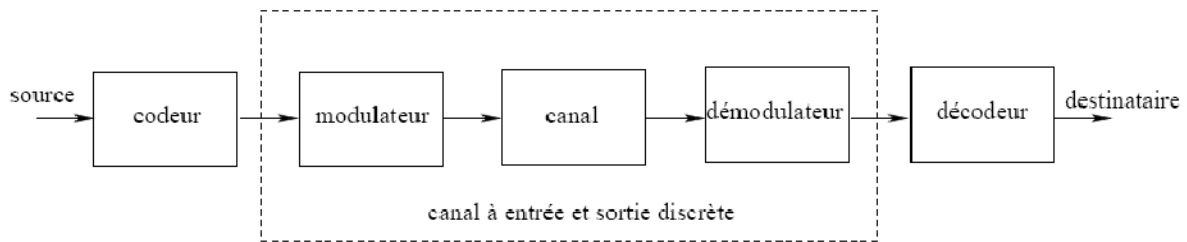


Fig. 1.9 Description d'un canal binaire symétrique

On note respectivement a_k et y_k les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité P , alors :

$$P_r(y_k = 0|a_k = 1) = P_r(y_k = 1|a_k = 0) = p$$

$$P_r(y_k = 1|a_k = 1) = P_r(y_k = 0|a_k = 0) = 1 - p$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme représenté sur la figure 1.10. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

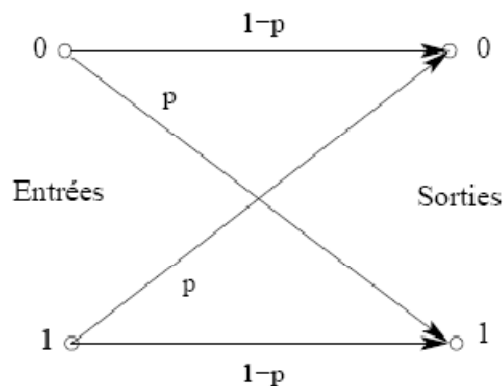


Fig. 1.10 Diagramme du canal binaire symétrique



I.3.2.2 Canal à bruit additif blanc gaussien : [4]

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG/AWGN). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors:

$$r(t) = s(t) + v(t)$$

où $v(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_v^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale

$$\phi_{vv} = N_0/2$$

La densité de probabilité conditionnelle de r est donnée par l'expression:

$$p(r|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}}$$

I.4 Réseau cellulaire : [5]

Un réseau cellulaire est un réseau de télécommunications qui doit répondre aux contraintes imposées par la mobilité de l'abonné dans le réseau, par son étendue et par les ondes radios qui lui sont allouées.

Les réseaux cellulaires sont les réseaux dont l'évolution a probablement été la plus spectaculaire, cette technologie forme la base des systèmes de radiocommunication avec les téléphones mobiles, elle est développée pour améliorer les capacités du service de téléphonie mobile. Avant ce développement, ce service de communication ne fonctionnait que par l'existence d'émetteur-récepteur à haute puissance.

L'installation d'une antenne émettrice puissante par l'opérateur ne suffit pas à réaliser un réseau efficace. L'abonné doit aussi émettre: Si on appelle P_e la puissance d'émission d'un émetteur et P la densité de puissance à la distance d donnée par :

$$P = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2}$$

G_e le gain de l'antenne émettrice, les lois de la propagation des ondes nous disent que:
« Cette contrainte impose donc que l'abonné et l'émetteur du réseau soient à proximité »

I.4.1 Concept de réseau cellulaire :

Le principe de fonctionnement repose sur l'emploi d'émetteurs de faible puissance (100 W ou moins). Chaque secteur géographique est découpé en petites zones appelées cellules, chaque cellule dispose de son propre émetteur-récepteur, souvent appelé antenne, sous le contrôle d'une station de base, à chaque cellule est affectée une plage de fréquences telle que les cellules voisines doivent utiliser des fréquences différentes pour éviter d'interférer entre-elles

Le modèle idéal de réseau cellulaire est un réseau hexagonal, afin que la distance entre une antenne et toutes ces voisines soit la même

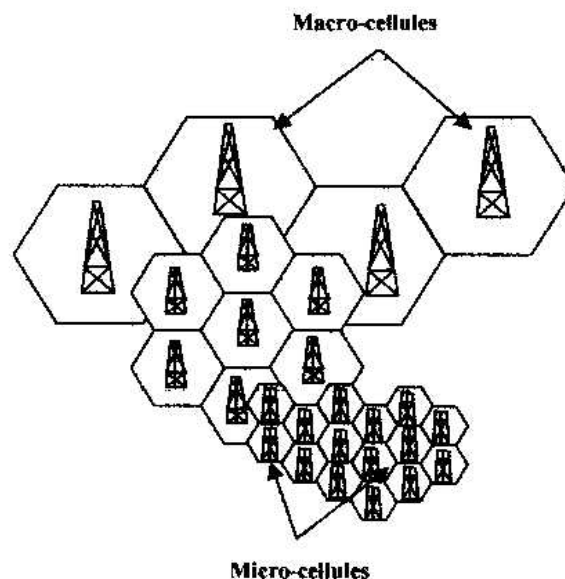


Figure 1.11 Réseau cellulaire

L'organisation des cellules aux fins de réutilisation des fréquences peut suivre divers types de groupements appelés motifs, si le motif retenu contient N cellules, chacune d'elles peut exploiter K/N fréquences, avec K le nombre total de fréquences allouées au système.

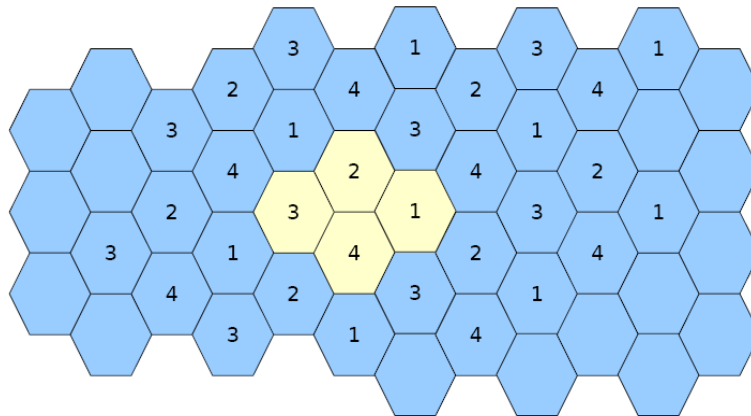


Figure 1.12 Exemple avec $N=4$

Avec le temps, le nombre d'utilisateurs augmente. Les fréquences allouées à chaque cellule n'est donc plus suffisant.

Plusieurs solutions sont alors possibles :

- Ajout de nouveaux canaux : tous les canaux ne sont pas toujours utilisés lors de la mise en place d'une cellule. Certains canaux peuvent alors être rendu utilisables ;
- Emprunt de fréquences : les cellules congestionnées empruntent des fréquences aux cellules voisines, ce qui revient à élargir la bande de fréquences utilisées par ces cellules ;
- Division de cellule : généralement, la taille d'une cellule est entre 6,5 et 13km. Suivant la densité de la population, cette dimension est trop importante. Dans ce cas, en diminuant la puissance d'émission des antennes, il est alors possible de fabriquer des cellules plus petites (voir des micro-cellules). Malheureusement, cela occasionne plus de transfert intercellulaire (ou handover) ;

- Sectorisation de cellule : division d'une cellule en un certain nombre de secteurs qui reçoivent chacun un sous-ensemble de canaux de la cellule. On utilise alors des antennes directionnelles, orientées vers chacun des secteurs.

Parmi les solutions possibles pour l'augmentation de la capacité d'une cellule on diminue la taille des cellules afin d'atteindre des tailles comprises entre 0,1 - 1 km. Ainsi, des antennes peuvent être placées sur un toit d'un petit immeuble ou sur un réverbère pour couvrir des petites rues ou des immeubles fortement habités.

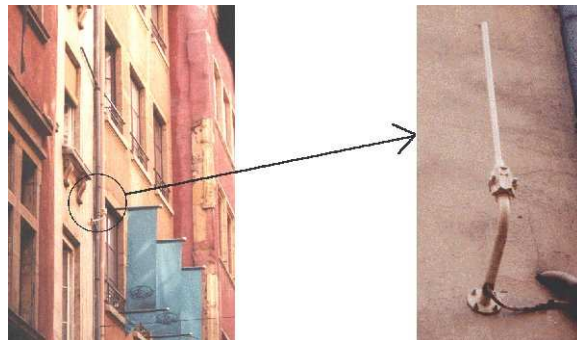


Figure 1.13 Micro station

Une des caractéristiques typiques d'une cellule est l'étalement moyen de délai (c'est le temps qui sépare l'arrivée du premier signal et du dernier en raison de la propagation multi-trajet)

Les caractéristiques typiques des macro-cellules sont : rayon 1-20 km, puissance de 1-10 W, débit binaire max. 0,3 Mb/s, étalement moyen de délai entre 0,1 et 10 ms, pour les micro-cellules sont : rayon 0,1 à 1 km, puissance 0,1 à 1 W, débit 1 Mb/s, étalement moyen de délai entre 10 et 100 ns.

1.5 Le réseau d'accès radio : [6]

Les techniques principales utilisées dans le réseau d'accès radio sont décrites dans cette Section :

1.5.1 Les méthodes d'accès multiple :

Le concept d'accès multiple est le fondement de tout système radio mobile. Il s'agit de partager un ensemble limité de canaux de communication, de telle sorte que



plusieurs utilisateurs puissent y avoir accès pour communiquer simultanément. Un canal est donc une portion de cet ensemble qui est alloué temporairement à un utilisateur pour sa communication. Il est donc important de rentabiliser au maximum cette ressource, et dans cet objectif de nouvelles techniques d'accès multiple sont mises au point afin d'accroître la capacité et la couverture des systèmes cellulaires tout en préservant la qualité de service.

D'abord on rappelle que toute technique d'accès multiple est assortie d'un type particulier de duplexage permettant l'échange d'information entre le mobile et la station de base. Un système de communication bidirectionnel grâce auquel on peut transmettre et recevoir des informations simultanément est appelé système full-duplex (le plus fréquent). Parmi les méthodes de type full-duplex, on distingue les techniques de duplexage en fréquence (FDD pour Frequency Division Duplex) et celles qui effectuent ce duplexage dans le temps (TDD pour Time Division Duplex). Le mode FDD utilise deux bandes de fréquences indépendantes (l'une pour transmettre et l'autre pour recevoir simultanément). Dans le mode TDD, on transmet et on reçoit sur la même bande de fréquence mais à des instants différents.

La première technique d'accès multiple est l'accès multiple par répartition de fréquences (FDMA pour Frequency Division Multiple Access). En FDMA, on alloue à chaque utilisateur une bande fréquence unique, comme le montre la figure 1.14.a (si le mode de duplexage est FDD alors on alloue en réalité deux bandes de fréquence: l'une pour transmettre et l'autre pour recevoir). Lorsqu'un usager souhaite établir une communication, son signal est modulé par une fréquence porteuse qui lui est propre. Ainsi la ressource radio élémentaire dans un système FDMA est une largeur spectrale finie.

La deuxième technique d'accès multiple utilisée est l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA pour Time Division Multiple Access). En TDMA, une même bande de fréquence est partagée par un certain nombre d'utilisateurs qui se voient attribuer un intervalle (ou slot) de temps unique, comme le montre la figure 1.14.b. Le TDMA est souvent utilisée combinée avec le FDMA car il permet

d'augmenter la capacité d'un système FDMA en appliquant du TDMA sur chacune des fréquences porteuses.

La dernière technique d'accès multiple est l'accès multiple par répartition de codes, appelée CDMA (pour Code Division Multiple Access). En CDMA, les utilisateurs peuvent communiquer simultanément dans une même bande de fréquence. La distinction entre les différents utilisateurs s'effectue alors grâce à un code qui leur est attribué et connu exclusivement par l'émetteur et le récepteur. Le principe du CDMA est représenté dans la figure 1.14.c. Si l'on considère les systèmes FDMA et TDMA, on s'aperçoit que leur capacité est limitée par la bande de fréquence allouée à chaque utilisateur.

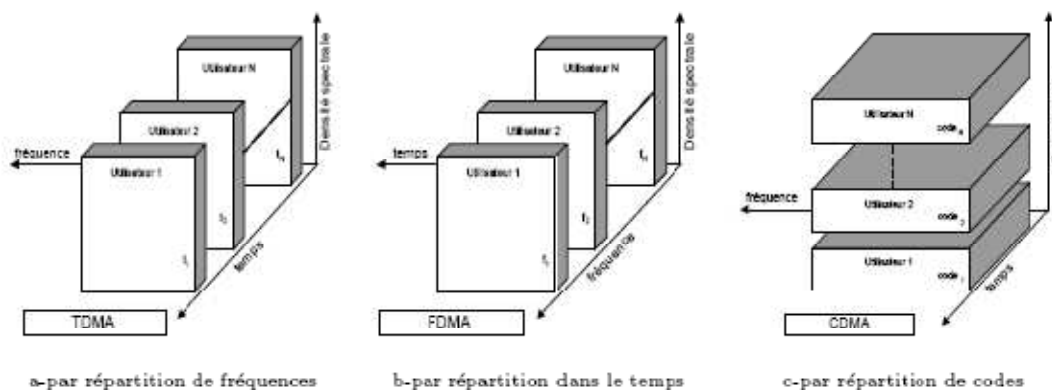


Fig. 1.14 Les différentes techniques d'accès multiples

Il existe également le multiplexage par répartition sur des fréquences orthogonales (OFDM pour Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui est un cas particulier de la modulation Multi-porteuse (MC pour Multi-Carrier). Un bloc de symboles d'information est décomposé en sous-blocs. Chaque sous-bloc est ensuite transmis sur différentes sous-porteuses en parallèle à un débit inférieur. Les signaux OFDM doivent être orthogonaux, de telle sorte que les sous-porteuses puissent se recouvrir dans un même spectre. Dans le contexte de la téléphonie cellulaire, l'OFDM peut être utilisé en combinaison avec d'autres formes d'accès multiple comme le FDMA, le TDMA et le CDMA pour donner lieu, respectivement aux systèmes

MC-FDMA, MC-TDMA, et MC-CDMA. Ces trois formes combinées sont représentées dans la figure 1.15. La technique MC-CDMA a été adoptée dans le système de troisième génération cdma2000.

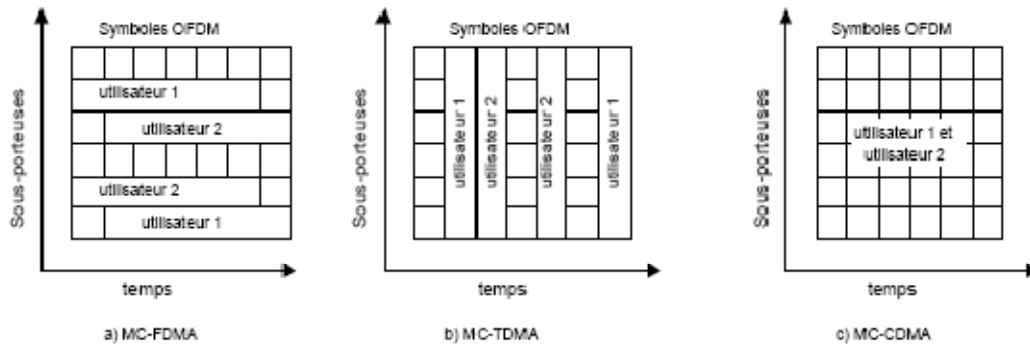


Fig. 1.15 Différents types d'accès multiple à partir de la technique OFDM

1.5.2 Étalement de spectre et DS-CDMA:

Le CDMA est aussi connu sous le nom d'accès multiple par étalement de spectre. En effet, l'étalement de spectre est la technique sur laquelle repose le CDMA et qui permet à plusieurs utilisateurs d'être présents simultanément sur une même bande de fréquence. Cette technique permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande nécessaire pour transmettre le signal. Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est étalé à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « desétaler » le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information.

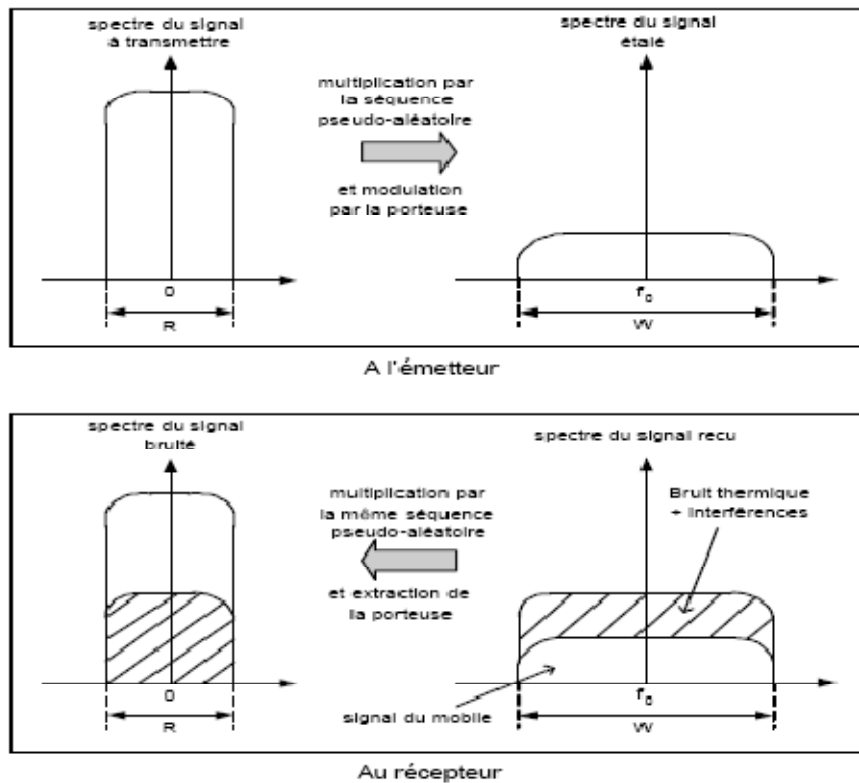


Fig. 1.16 étalement de spectre

I.5.3 Avantages de la technique CDMA :

A l'origine, la technique CDMA a été développée pour les communications hertziennes militaires. En effet, le codage d'une donnée permettait :

- d'une part de sécuriser l'information car il est difficile de récupérer l'information transmise sans la connaissance du code,
- d'autre part, de résister au brouillage éventuel et au bruit, car le spectre du signal transmis est très large, et la multiplication par le code en réception permet de diminuer l'impact de perturbations.

Actuellement, la technique CDMA est exploitée pour les communications mobiles, principalement afin de maximiser la capacité du réseau.

Elle permet également de s'affranchir des difficultés respectives des deux autres techniques pour la mise en œuvre du réseau, qui sont la séparation des bandes allouées à chaque utilisateur pour la technique FDMA, et la synchronisation sur la même



horloge de l'ensemble des terminaux (émetteurs ou récepteurs) pour la technique TDMA.

I.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a donné un aperçu général sur tout qui concerne la communication mobile cela à pour but de bien comprendre les chapitres qui suivent. Dans le chapitre suivant, on va rentrer dans les détails, où on va parler à propos de la méthode de multiplexage CDMA qui est utilisée dans ce travail.



Chapitre III : Le filtre adaptative et l'algorithme LMS

III.1 Introduction : [3]

Le filtrage adaptatif est l'ingrédient essentiel pour l'élimination du bruit dans l'architecture de télécommunication. L'écho, est en général un retard ou une version détruite du signal transmis. L'apparition des échos dans les systèmes de communication a une relation avec les signaux multi-trajet qui sont présent dans le canal de communication. Dans la transmission de la voix, la distorsion causée par les échos baisse la qualité de transmission. L'élimination des échos est possible par l'implémentation d'un filtre adaptative.

Les filtres adaptatifs peuvent être classés par catégorie selon leur type, structure et l'algorithme implémenté. Le filtre adaptatif considéré dans ce travail est un type non linéaire ; de structure estimation de séquence avec maximum de probabilité MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) l'algorithme utilisé est l'algorithme des moindre carrée (LMS). Les sections suivantes en ce chapitre expliquent le concept du filtre LMS adaptatif à repense impulsional fini (FIR).

III.2 Aperçue sur le filtre adaptatif LMS : [3]

Le système que nous considérons dans ce travail est représenté sur la figure 3.1. Ce système décrit l'estimation d'un canal inconnu par l'implémentation du filtrage adaptatif LMS. Le canal inconnu et le modèle du filtre adaptatif FIR sont excités par une séquence $u(k)$ (la séquence d'entraînement est utilisée pour estimer le canal). La sortie du filtre adaptatif FIR « $y(k)$ » est comparé à la sortie du canal inconnue « $y(k)$ » pour produire le signal d'erreur « $e(k)$ ». Cette erreur représente la différence entre la sortie du canal inconnu et la sortie du modèle, qui est également équivalente au bruit « $n(k)$ » AWGN (Additive White Gaussian Noise). Le signal d'erreur est alors injecté dans l'algorithme adaptatif LMS, qui corrige les différents poids « h » de sortie du filtre. Ce processus est répété par plusieurs itérations jusqu'à ce que le signal d'erreur devienne suffisamment petit.

Par cette implémentation, le bruit dans le canal devient négligeable et la réponse résultante de filtre FIR sera celle du canal inconnu.

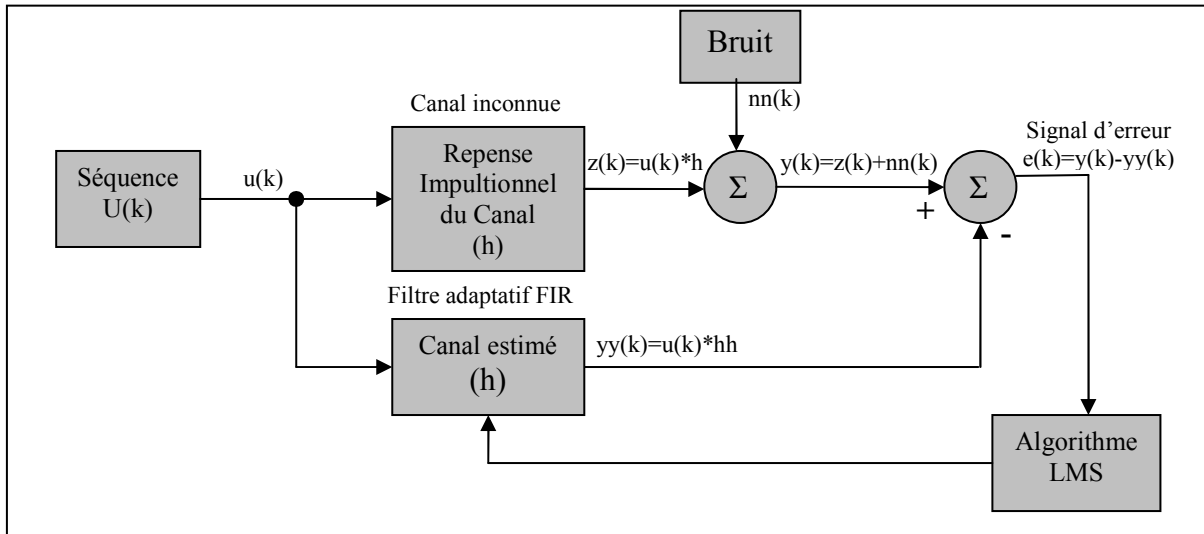


Fig. 3.1 Filtre adaptatif LMS pour l'estimation du canal.

III.3 Principes fondamentaux de l'algorithme de LMS : [3]

L'algorithme de LMS est proposé la première fois par Widrow et Hoff à l'Université de Stanford en 1960. Jusqu'à maintenant, l'algorithme est encore employé à cause de sa simplicité et son coût bas d'implémentation. L'algorithme LMS est caractérisé par sa basse complexité de calcul, ses propriétés de stabilité, relativement sa robustesse contre les erreurs de l'implémentation et sa simplicité de comportement. Les sous- sections suivantes décrivent l'équation d'algorithme LMS.

III.3.1 Dérivation de l'algorithme LMS standard : [3]

De la figure 3.1 on peut dire que le canal inconnue est linéaire et à temps invariant modelé par un filtre FIR, $h(z^{-1})$ est données par :

$$h(z^{-1}) = h_0 + h_1 z^{-1} + \dots + h_{n-1} z^{-n+1} \quad (1)$$

Où z^{-1} est l'unité de l'opérateur de retard et n est la longueur du filtre.



Le filtre adaptatif LMS FIR, hh est de structure linéaire données par :

$$hh(z^{-1}) = hh_0 + hh_1z^{-1} + \dots + hh_{m-1}z^{-m+1} \quad (2)$$

Où m est la taille du filtre adaptatif. Tous les coefficients de « $hh(k)$ » sont initialement mis à zéro. La séquence « $u(k)$ » et le bruit « $nn(k)$ » sont considérés comme processus stationnaire de sens large à moyen nul et que ces deux signaux sont non-corrélés. La sortie du canal inconnu est donnée par :

$$z(k) = u(k) \otimes h \quad (3)$$

Où

$$z(k) = U(k)^T \cdot h \quad (4)$$

Où \otimes représente la fonction de convolution et

$$U(k) = [u(k) \ u(k-1) \ \dots \ u(k-n+1)]^T \quad (5)$$

$$h = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{n-1}]^T \quad (6)$$

La sortie du canal obtenue de l'équation (4) est ajoutée au bruit « $nn(k)$ » et le signal de sortie $y(k)$ est donné par :

$$y(k) = U(k)^T \cdot h + nn(k) \quad (7)$$

La sortie du filtre adaptative est donnée par :

$$yy(k) = U(k)^T \cdot hh \quad (8)$$

Où :

$$hh = [hh_0 \ hh_1 \ \dots \ hh_{n-1}]^T \quad (9)$$

La sortie du filtre adaptative est soustraite de la sortie du canal inconnue pour obtenir le signal d'erreur $e(k)$:

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) = U(k)^T \cdot (h - \hat{h}) + n(k) \quad (10)$$

Le signal d'erreur $e(k)$ obtenue de l'équation (10) idéalement est égale au bruit $n(k)$. Cela signifie que l'algorithme LMS a estimé le canal inconnue h avec une erreur négligeable. La mesure des coefficients du filtre par l'algorithme LMS est calculée par l'équation :

$$\hat{h}(k+1) = \hat{h}(k) + \mu \cdot e^*(k) \cdot U(k) \quad (11)$$

Où $*$ est le conjugué complexe, $U(k)$ est le vecteur de la séquence obtenue par l'équation (05) et μ est le paramètre d'adaptation ou le facteur de taux d'impulsion.

III.3.2 La convergence et la stabilité de l'algorithme LMS : [12]

Le paramètre d'adaptation μ est un paramètre majeur dans l'algorithme LMS représenté dans l'équation (11). Ce paramètre est considéré important à cause de son influence à la convergence et la stabilité du filtre adaptatif LMS. Un μ très petit donne une convergence lente mais une erreur négligeable, par contre une valeur grande de μ conduit à un système instable. Le choix de μ est important pour fournir un bon taux de convergence et une stabilité du système.

L'analyse de la convergence du LMS se fait en utilisant le critère suivant :

- Convergence en moyenne du filtre « $h(k)$ », c à d:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[h(k)] = h_{opt} \quad (12)$$

Tel que : h_{opt} est le valeur optimal de h



III.3.2.1 Convergence en moyenne:

L'équation du LMS est:

$$hh(k+1) = hh^*(k) + \mu \cdot e^*(k) \cdot U(k) \quad (14)$$

$$= hh(k) + \mu \cdot U(k) \cdot [y(k) - U^T(k) \cdot hh(k)]$$

$$= [1 - \mu \cdot U(k) \cdot U^T(k)] \cdot hh(k) + \mu \cdot y(k) \cdot U(k)$$

En prenant l'espérance mathématique et en supposant l'indépendance entre les données « U » et les coefficients du filtre « hh », on a:

$$E[hh(k+1)] = [1 - \mu \cdot R] \cdot E[hh(k)] + \mu \cdot p \quad (15)$$

Posons le vecteur mis-alignement:

$$c(k) = h(k) - h_{opt} \quad (16)$$

L'équation (15) devient après avoir additionné les deux côtés avec « $-h_{opt}$ » et remplacer $p = Rh_{opt}$:

$$E[c(k+1)] = [1 - \mu \cdot R] \cdot E[c(k)] \quad (17)$$

Puisque $R = Q\Lambda Q^T$, en prenant $v(k) = Q^T c(k)$, l'équation précédente est maintenant:

$$E[v(k+1)] = [1 - \mu \cdot \Lambda] \cdot E[v(k)] \quad (18)$$

Ou encore :

$$E[v_l(k)] = (1 - \mu \cdot \lambda_l)^k \cdot E[v_l(0)]; \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (19)$$

On voit bien que la condition de stabilité est:

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (20)$$

Où λ_{max} est la plus grande valeur propre de la matrice R. Dans ce cas:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[v(k)] = 0 \quad (21)$$

Et par conséquent:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[h(k)] = h_{opt} \quad (22)$$

En pratique λ_{max} n'est pas facile à déterminer.

On prend une estimée conservatrice:

$$tr[R] = L \cdot r(0) = L \cdot \sigma_x^2 \quad (23)$$

D'autre part:

$$tr[R] = L \cdot r(0) = L \cdot \sigma_x^2 \quad (24)$$

D'où:

$$0 < \mu < \frac{2}{L \cdot \sigma_u^2} \quad (25)$$

Qui est un choix sûr pour garantir la convergence de l'algorithme LMS.

III.4 Estimation par décomposition du signal :

Des expériences ont montré que l'utilisation de deux filtres LMS améliore la détection du canal. L'estimation se fait par décomposition du signal c.à.d. un filtre pour la partie en phase et l'autre pour la partie en quadrature de phase. Le schéma ci-dessous représente cette configuration :

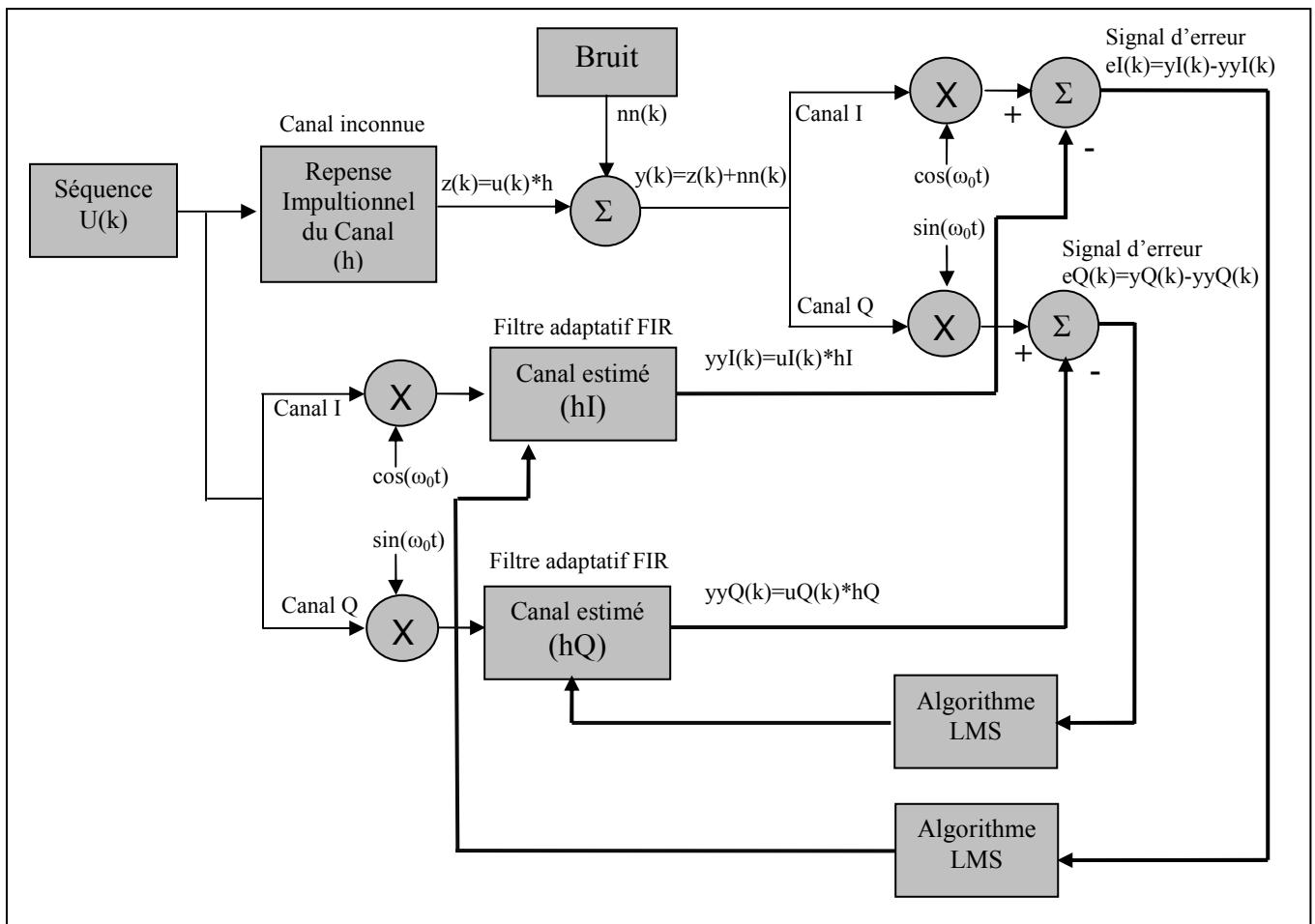


Fig. 3.2-Schéma de l'algorithme LMS par décomposition du signal.

Le schéma de la figure 3.2 représente deux filtres LMS où l'entrée de chaque filtre est une partie du signal modulé en QPSK c'est-à-dire le canal Q est l'entrée du signal en phase et l'autre c'est l'entrée du signal en quadrature de phase. Pour le processus et les équations restes les même, la différence se figure seulement dans la sortie qui est la sommes des deux canaux estimés par les deux filtres LMS.



III.4.1 Résumé théorique :

Par ce que les équations des deux canaux sont les même, on va s'intéresser seulement aux équations du canal I.

La sortie du filtre du canal I est donnée par l'équation

$$yy_I(k) = U_I(k)^T \cdot hh_I \quad (26)$$

Où :

$$hh_I = [hh_{I(0)} \quad hh_{I(1)} \quad \dots \quad hh_{I(n-1)}]^T \quad (27)$$

L'initialisation des coefficients « hh_I » à estimé est à zéro. Le vecteur « U_I » est la partie réelle de la séquence « u » du canal I tel que :

$$U_I(k) = [u_I(k) \quad u_I(k-1) \quad \dots \quad u_I(k-n+1)]^T \quad (28)$$

Le signal d'erreur est :

$$e_I(k) = y_I(k) - yy_I(k) \quad (29)$$

Comme il est représenté sur la figure 3.2, y_I représente la partie réel du signal reçue dans le canal I.

La mise à jour du filtre est donnée par l'équation :

$$hh_I(k+1) = hh_I(k) + \mu \cdot e_I(k) \cdot U_I(k) \quad (30)$$

Mathématiquement parlant, on remarque qu'il y a une différence entre l'équation précédente et l'équation (11) qui est l'absence du signe conjugué, par ce que le signal d'entré est purement réelle.

Le paramètre μ représente dans l'équation (30) le paramètre d'adaptation comme dans l'équation (11).

Pour le canal Q le traitement et les équations reste les même, donc on obtient à la sortie le canal estimé hh_Q et il est donné par l'équation :

$$hh_Q(k + 1) = hh_Q(k) + \mu \cdot e_Q(k) \cdot U_Q(k) \quad (31)$$

Après la fin du processus pour chaque canal I et Q le canal estimé est :

$$hh = [hh_0 \ hh_1 \ \dots \ hh_{n-1}]^T$$

Tel que $hh_{(i)} = hh_{1(i)} + hh_{Q(i)} \quad i = 0 \dots n - 1$

III.5 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'avoir une perspective globale sur l'algorithme LMS, puis on a parlé à propos de la nouvelle configuration proposée afin d'arriver à une bonne estimation du canal, donc l'amélioration de la réception des données. Le chapitre suivant concerne la partie simulation et interprétation d'où on va voir étape par étape comment on a pu réaliser la chaîne émission réception CDMA ainsi l'amélioration proposée, puis on passe vers les expériences ce qui permet de visualiser et interpréter les résultats trouvés.



Chapitre IV : Simulation et interprétation

IV.1 Introduction :

Afin de visualiser les étapes présenter dans les chapitres précédents, on à utiliser le logiciel MATLAB dans sa version 7.1 B. qui représente un outille de calcule scientifique très simplifié ainsi il fournie la possibilité de la représentation graphique qui peut nous aider à expliquer notre point de vue et nos supposition. Aussi l'utilisation du GUIDE qui est un produit de MATLAB ® nous à permet de réaliser une interface graphique ce qui permet d'organiser mieux la simulation par conséquence une bonne manipulation et visualisation des résultats.

Ce chapitre est divisé en deux parties principales, la première « simulation » ça concerne la simulation donc les algorithmes, les programmes et l'explication de la démarche de l'interface graphique « *cdma_simul* », pour la deuxième partie «interprétation des résultats » ça concerne les résultats donc la représentation des améliorations fournies par la modification proposée dans le chapitre précédent.

IV.2 Simulation :

Comme on a dit dans l'introduction de ce chapitre, cette simulation va représenter tous qui ont été cité précédemment. Pour un bon début, on a suivie un algorithme (figure 4.2) qu'on va l'expliquer étape par étape dans les sections qui suivent.

IV.2.1 Algorithme :

L'algorithme c'est la façon la plus simple pour implémenter un programme, le schéma représenter sur la figure 4.1 résume les grandes étapes de la simulation qui sont diviser en quatre :

- Génération du signal pour l'émission (Fig.4.1 ___);
- La génération d'un canal aléatoire et sa convolution avec le signal (Fig.4.1 ___);
- L'estimation du canal en utilisant l'une des deux méthodes (Fig.4.1 ___);
- La réception du signal et l'extraction des bites de données (Fig.4.1 ___).

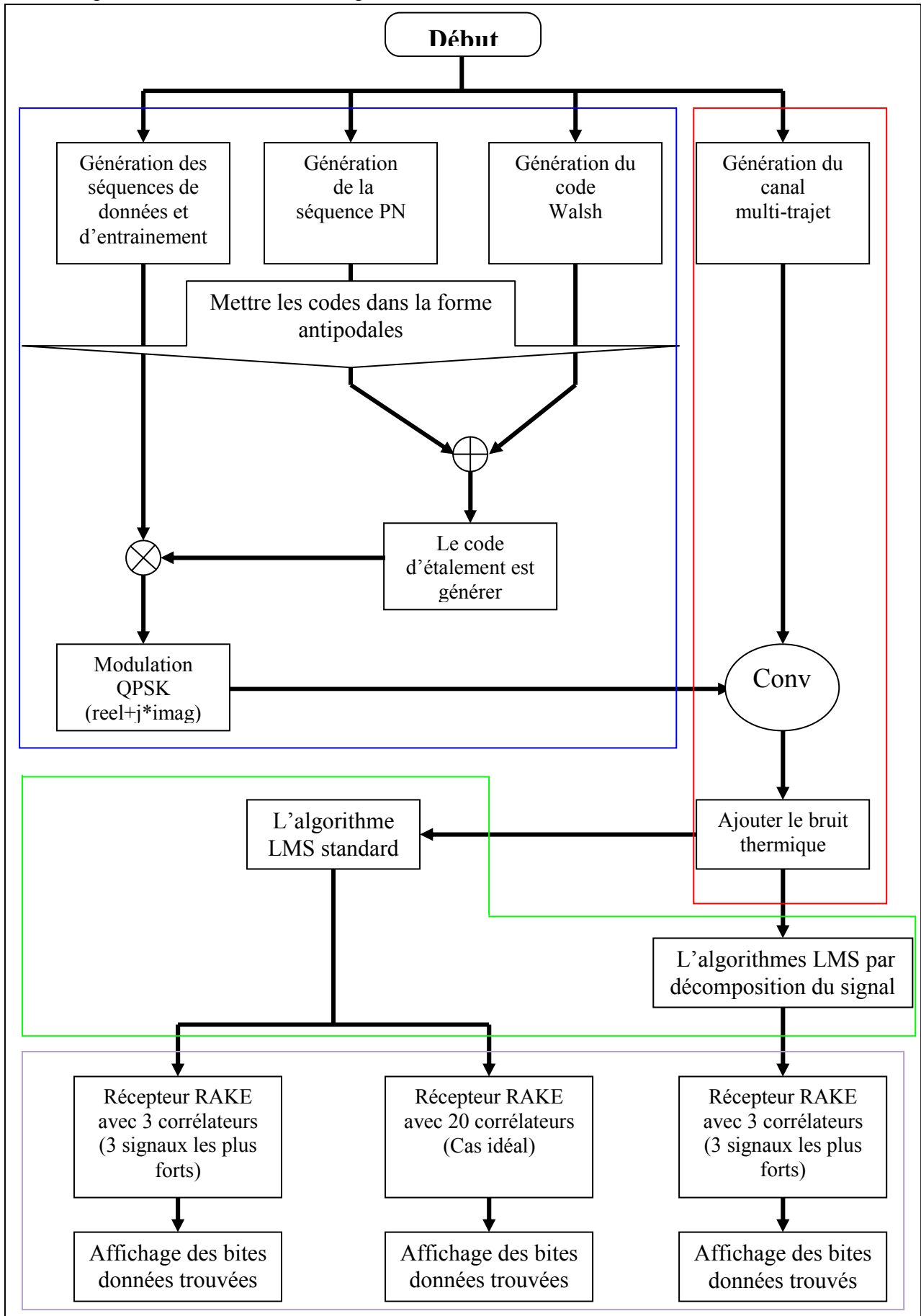


Fig. 4.1 Algorithme de la simulation



IV.2.1.1 Génération du signal :

Cette première étape de l'algorithme (Fig.4.1) est subdivisée en plusieurs parties :

- a- Génération des séquences de données et d'entraînement : à ce stade on va générer deux séquences aléatoires de données binaires « 1 » ou « 0 » pour cela on va utiliser la commande `fix(2*rand(1,b))` qui génère un vecteur de b valeurs binaires et aléatoires. Une séquence pour représenter les données à transmettre et la deuxième représente la séquence de pilotage qui est utilisée pour estimer le canal aléatoire qu'on va l'expliquer dans les prochaines sections.
- b- Génération de la séquence PN : ça concerne une génération de données pseudo-aléatoire et orthogonal, comme on a cité dans la section 2.3 du 2^{ème} chapitre, et par ce qu'on a supposé dans notre simulation qu'il y a un seul signal émis ou un seul utilisateur donc on n'a pas utilisé une séquence PN, mais on va utiliser la même commande de la partie (a) donc une séquence aléatoire binaire.
- c- Génération du code Walsh : par contre à la partie précédente dans cette partie on va bien suivre la loi citée dans la section 2.4 du 2^{ème} chapitre. On a utilisé 7 matrices de w_1 jusqu'à w_64 en utilisant un pas de (2^n) . $w_1=0$ et suivant la loi on a trouvé la matrice finale w_64 , pour inverser les matrices on a utilisé la commande `~w1`. Après on a choisi une colonne des 64 pour coder le canal.
- d- Mettre les codes dans la forme antipodale : les quatre séquences générées sont des séquences binaires et le rôle de cette étape est de passer de «1,0» à «1,-1» pour réaliser ça on a utilisé `«vecteur_polaire=(2*vecteur_binaire - 1)»`.
- e- Le code d'étalement est généré : cette étape est réalisée seulement en faisant l'opération XOR entre les deux vecteurs contenant les deux codes PN et Walsh pour arriver au code d'étalement final.
- f- Pour réaliser l'étalement des deux séquences on fait multiplier ces derniers par le code trouvé dans l'étape (e), et à ce stade on arrive à réaliser le signal étalé composé de « 1 » et « -1 ».



- g- Comme il est le cas pour toute émission, le signal doit être modulé par une porteuse, mais pour simplifier la simulation on a seulement convertis le signal étalé vers la forme complexe, la partie réelle représente la partie en phase et la partie imaginaire représente la partie en quadrature de phase.

En fin, on a arrivé à réaliser un signal DS-CDMA avec ces deux séquences celle appelée séquence de pilotage et l'autre qui est le signal de données, maintenant on passe vers la deuxième étape.

IV.2.1.2 Le milieu :

Comme son nom l'indique, cette étape ça concerne tout les perturbations, appliquées par le milieu sur un signal réel. Ces perturbations, citées dans le 1^{er} chapitre, sont divisées en trois parties dans l'algorithme :

- a- Génération du canal multi-trajet : pour cela on a supposé que le canal multi-trajet est composé de 20 trajets, trois parmi eux sont importants en amplitude. On a utilisé la commande « *randn* » du logiciel MATLAB pour générer des différents trajets à chaque simulation.
- b- La convolution : cette partie est la plus importante car elle simule l'effet du canal sur le signal au cours de la propagation. En langage de programmation c'est la commande « *conv(canal,signal_emis)* » qui réalise cette tâche.
- c- Ajouter le bruit thermique : cette phase consiste à générer un bruit thermique blanc gaussien, en utilisant la commande « *randn* », puisque la forme du signal est complexe on a généré le bruit sous la même forme comme suit :
« `bruit_thermique= randn(1,length(signal_emis)*32)*noise_factor + randn(1,length(signal_emis)*32)*noise_factor*j ;` ».



IV.2.1.3 L'estimation du canal :

Cette étape de l'algorithme, permet de réaliser ce qui est expliqué dans le chapitre III. Comme il est schématisé sur la Fig.4.1, on fait estimer le canal inconnue par les deux méthodes :

- a- L'algorithme LMS standard : c'est la simulation de la partie 3 du chapitre III. Au début, on a initialisé trois vecteur par « 0 » et, à travers une boucle, on a pu réaliser l'estimation dont les étapes essentiels sont le calcul du signal estimé à partir du signal émis et le canal estimé en « t-1 », le calcul d'erreur entre le signal réel et le signal estimé et, en fin, l'application de l'équation (11) du chapitre III. A la fin de la boucle on a le canal bien estimé avec erreur par rapport au canal réel, cette erreur est stocké et peut être visualisé.
- b- L'algorithme LMS par décomposition du signal : c'est la simulation de la partie 4 du 3^{ème} chapitre, la programmation de chacun des deux algorithmes est la même que dans l'étape précédente mais la différence se figure dans l'utilisation de la parties réel des deux signaux dans le premier LMS et la partie imaginaire pour le deuxième LMS. A la fin on fait la somme des deux canaux estimés par chaque algorithme.

IV.2.1.4 Réception du signal et l'extraction des données :

C'est la dernière étape de l'algorithme, comme il est schématisé sur la fig. 4.1, il y a trois récepteurs leurs différences est dans le nombre de corrélateurs et le canal estimé utiliser pour l'extraction des données :

- a- Récepteur RAKE avec 20 corrélateurs : on a choisi pour ce récepteur 20 corrélateurs car c'est le nombre des trajet dans le canal, c'est-à-dire que ce récepteur utilise les 20 trajets pour l'extraction des données du signal étalé.
- b- Récepteur RAKE avec 3 corrélateurs : pour ce récepteur on choisi que les trois trajets les plus importants du canal pour l'extraction des données. Le choix des trois trajet se fait en utilisant la commande :



« `sort(abs(canal_estime), 'descend');` » puis on choisi les trois premiers trajets.

- c- L'extraction des données se fait en divisant le signal de donnée sur deux canaux I et Q (en phase et en quadrature de phase). L'opération suivante, c'est la synchronisation du code avec le signal pour pouvoir réaliser le désétalement en utilisant un corrélateur pour chaque canal (I et Q). En suite, on fait la somme des sorties des deux canaux I et Q pour arriver à trouver le signal de données. A la fin, en utilisant la commande « `sign` » pour le convertir en un signal binaire.

IV.2.2 L'interface graphique :

Une interface graphique c'est une fenêtre englobant un ensemble de boutons et des outils d'affichage afin de réaliser une opération demandée.

Dans cette section on va expliquer les étapes de fonctionnement de l'interface « `cdma_simul` » suivant des schémas et des images, et comme on voit sur la fig.4.2 de notre interface qui comporte une seul fenêtre et se compose de 2 boutons de contrôle d'interface, 5 boutons représente les différentes étapes de la simulation, 8 boutons qui permet l'affichage des résultats à travers 3 figures, et en fin, des objets edit pour introduire les paramètres de simulation.

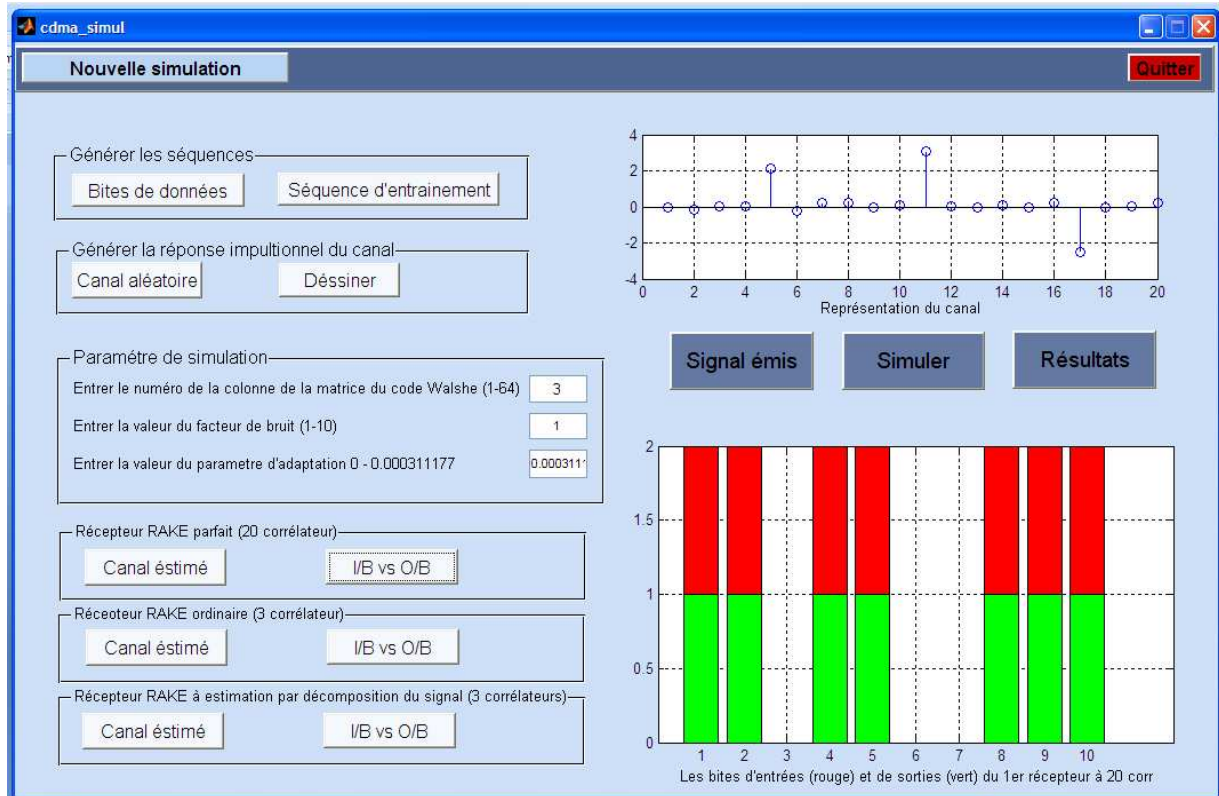


Fig.4.2 Image de l'interface de simulation

IV.2.2.1 Schéma de la simulation :

Afin d'expliquer l'interface de la Fig.4.2, on a schématisé son fonctionnement sur la Fig.4.4, qui le représente étape par étape. Pour que l'utilisation de cette interface soit souple, on a opté une méthode simple de guidage on utilisant la commande « `set(handles.tag_objet, 'enable', 'off'/'on');` » et la Fig.4.3 illustre cela.

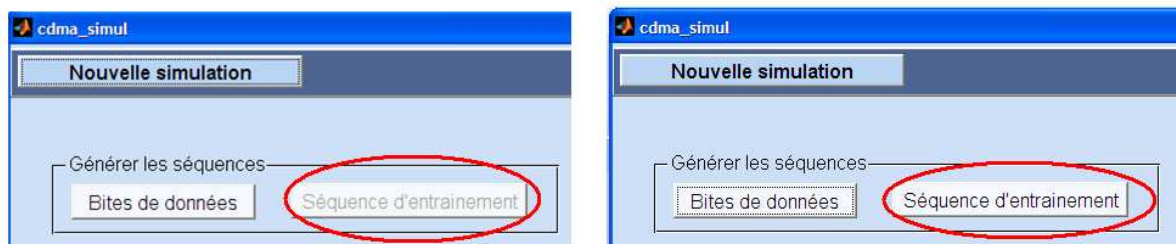
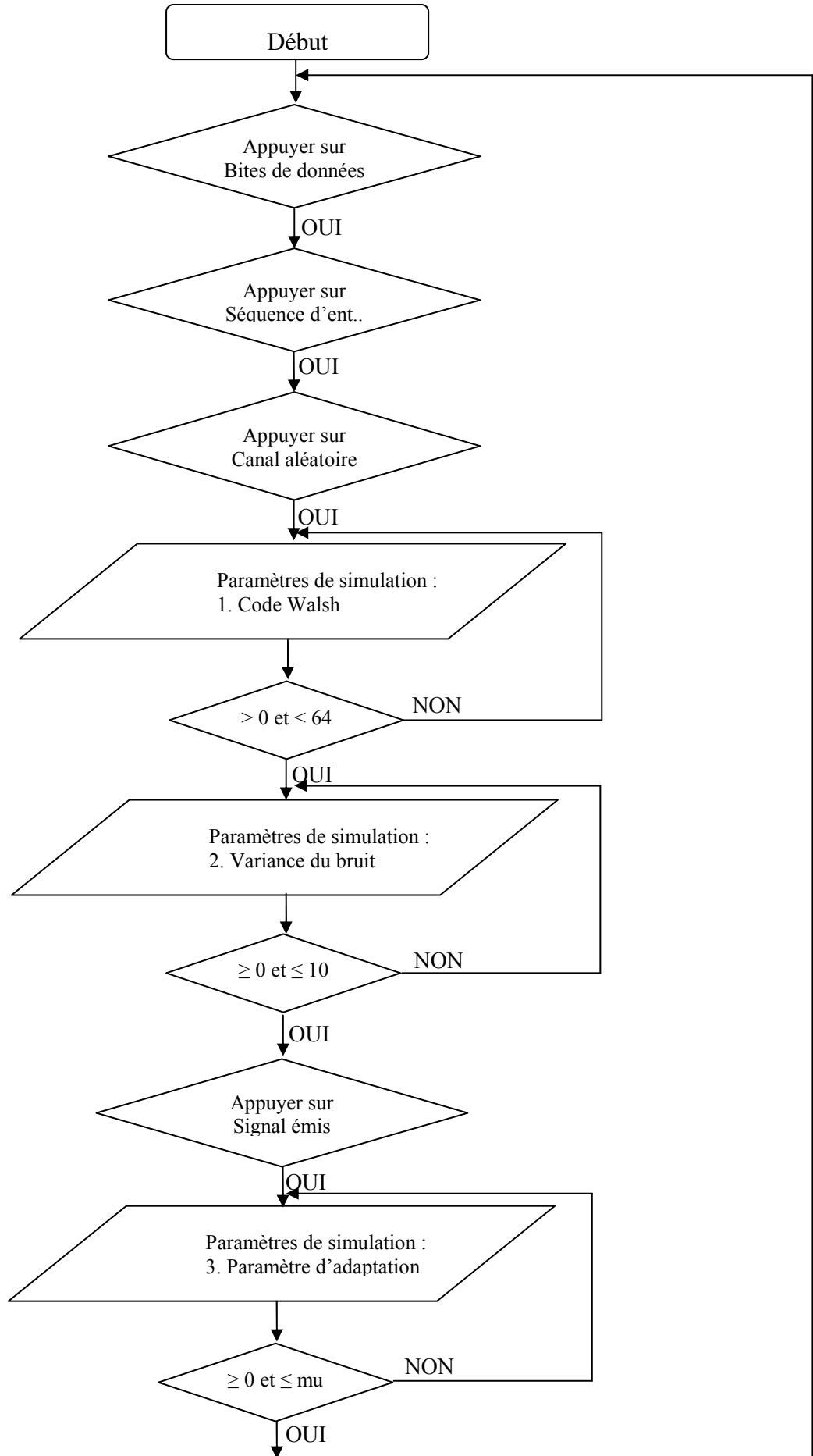


Fig.4.3 la démarche de la simulation



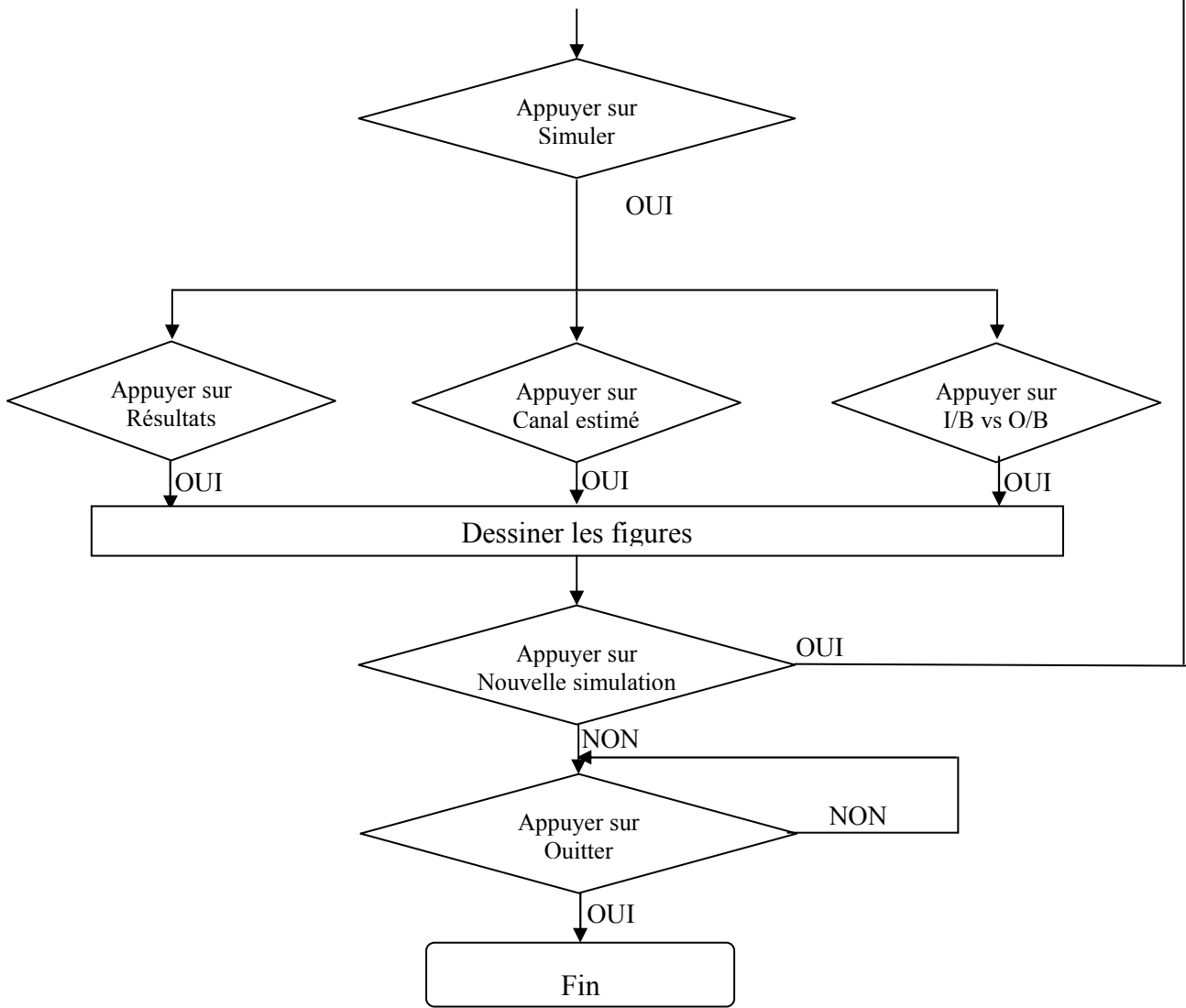


Fig. 4.4 Schéma de l'interface graphique

Ce schéma représente les étapes de fonctionnement de l'interface graphique « cdma_simul », on a opté une méthode pour contrôler les erreurs d'utilisation ou l'insertion des données fausses, Cela est représenté sur la figure 4.5

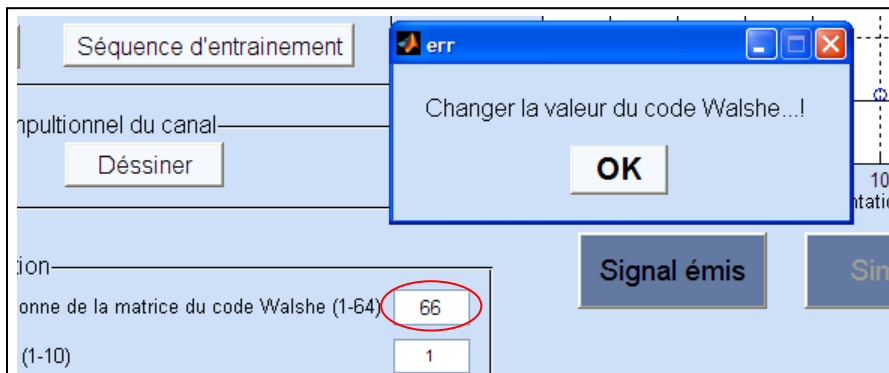


Fig. 4.5 Contrôle d'erreur d'utilisation



On voit très bien que chaque étape représentée sur la Figure 4.4 est expliquée en détail dans la section 2.1 de ce chapitre. Chaque étape est représentée par un bouton sur l'interface graphique Figure 4.3. Pour le paramètre d'adaptation, sa formule de calcul est expliquée dans la section 3.2 du chapitre III, est en fonction de la variance du signal émis donc au cours de la simulation on ne peut pas le modifier seulement après la génération de ce signal « bouton : Signal émis ».

IV.3 Interprétation des résultats :

C'est la dernière section de ce travail, où on va voir les améliorations apportées par cette méthode en utilisant les graphes et les résultats de la simulation tout en donnant les interprétations nécessaires. On a divisé cette section en tests, les paramètres de chaque test sont représentés sur des tableaux au début, puis, on représente les résultats graphiques pour les données et les canaux estimés, et à la fin de chaque test on donne des explications. L'écriture «*» dans les tableaux des résultats est à la place de « estimation par décomposition du signal 3 corrélateurs ».

IV.3.1 Teste N°1 :

Tableau 4.1 : Les paramètres d'entrées du teste N°1.

Colonne de la matrice Walsh	Facteur de bruit	Paramètre d'adaptation
10	1	0.0003

Tableau 4.2 : Les paramètres de sortie du teste N°1.

Type de récepteur	Nombre de corrélateur	Nombre des bites erreurs	Erreur max entre CE et CR
Récepteur RAKE 20 corr.	20	0	-0.153825
Récepteur RAKE 3 corr.	3	0	-0.153825
Récepteur RAKE (*)	3	0	+1.08465

CE : canal estimé.

CR : canal réel.

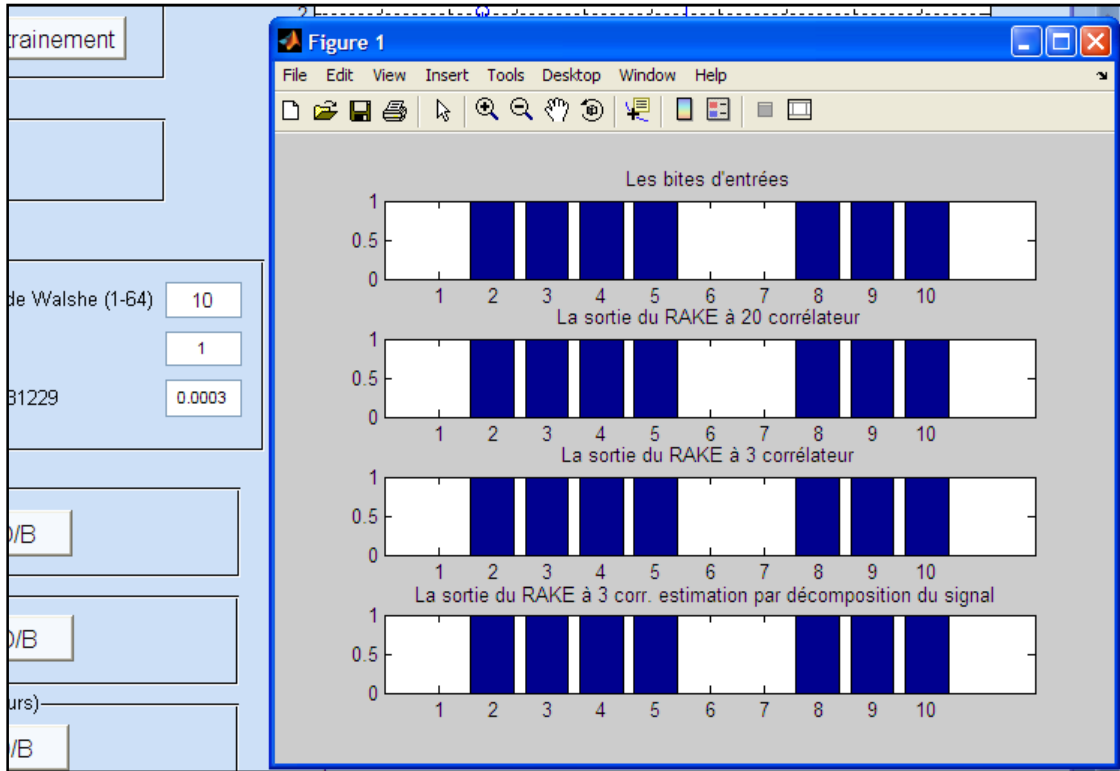


Fig. 4.6 Résultats du 1^{er} teste

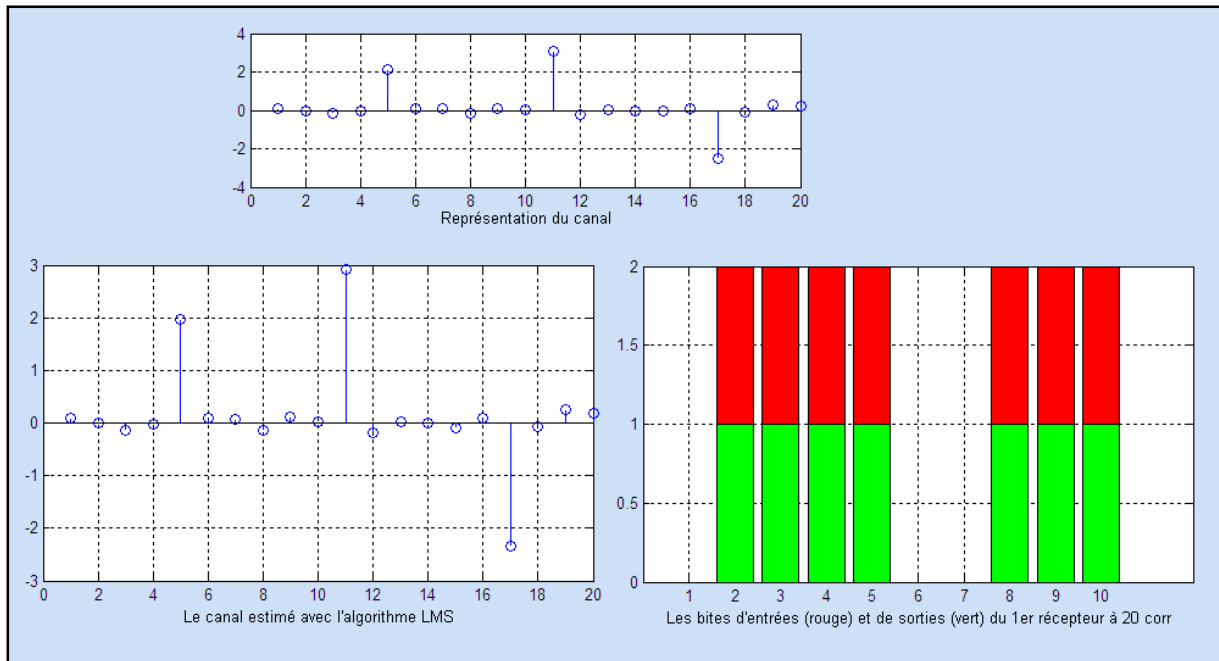


Fig. 4.7 Résultats détaillés pour le RAKE à 20 corrélateurs (facteur de bruit = 1)
Canal estimée par LMS.

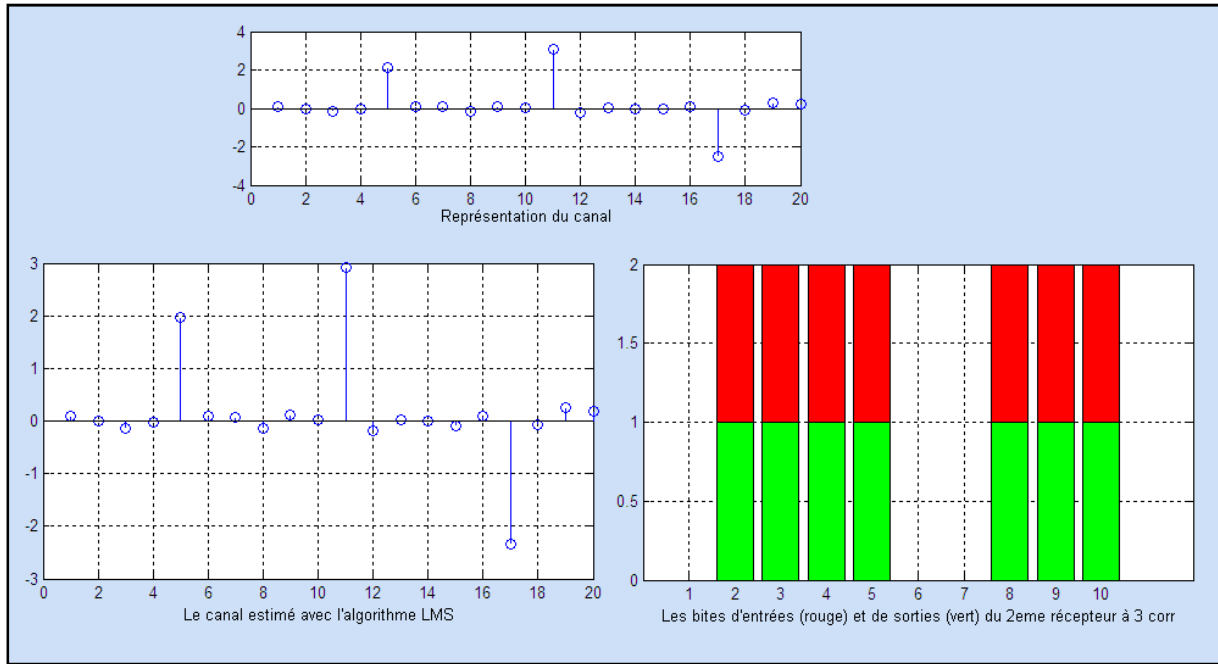


Fig. 4.8 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 1)
Canal estimée par LMS.

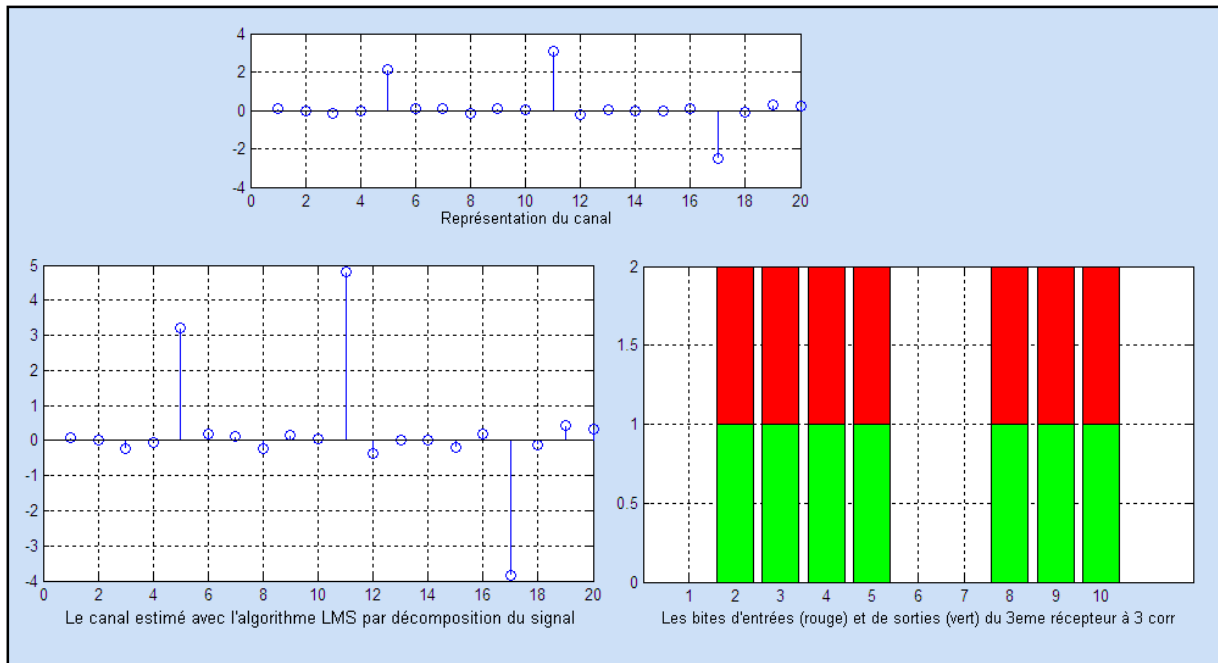


Fig. 4.9 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 1)
Canal estimée par LMS par décomposition du signal.

D'après la figure 4.6, on remarque que les bites de données trouvés par les trois récepteurs sont les même que la séquence émis, cela est dû à la bonne estimation du canal, on peut voir une petite différence entre le canal utilisé et le canal estimé sur la

figures 4.7 ou 4.8 cette différence est calculé et représenté sur le tableau 4.2. Par contre, on remarque sur la figure 4.9 et le tableau 4.2 que le canal estimé est plus grand en amplitude que le canal utilisé, mais cette différence n'a pas d'influence sur les données reçue où aucune erreur n'est remarqué.

IV.3.2 Teste N°2 :

Tableau 4.3 : Les paramètres d'entrés du teste N°2.

Colonne de la matrice Walsh	Facteur de bruit	Paramètre d'adaptation
23	3	0.0002

Tableau 4.4 : Les paramètres de sortie du teste N°2.

Type de récepteur	Nombre de corrélateur	Nombre des bites erreurs	Erreur max entre CE et CR
Récepteur RAKE 20 corr.	20	0	-0.293744
Récepteur RAKE 3 corr.	3	0	-0.293744
Récepteur RAKE (*)	3	0	+0.707377

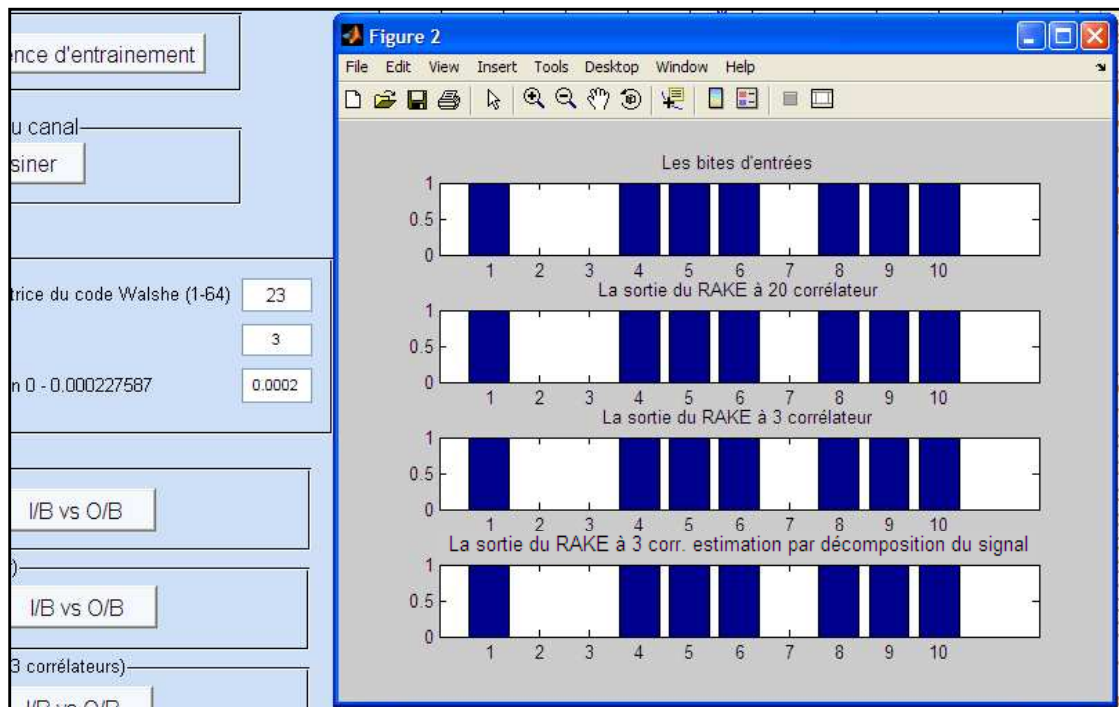


Fig. 4.10 Résultats du 2^{ème} teste

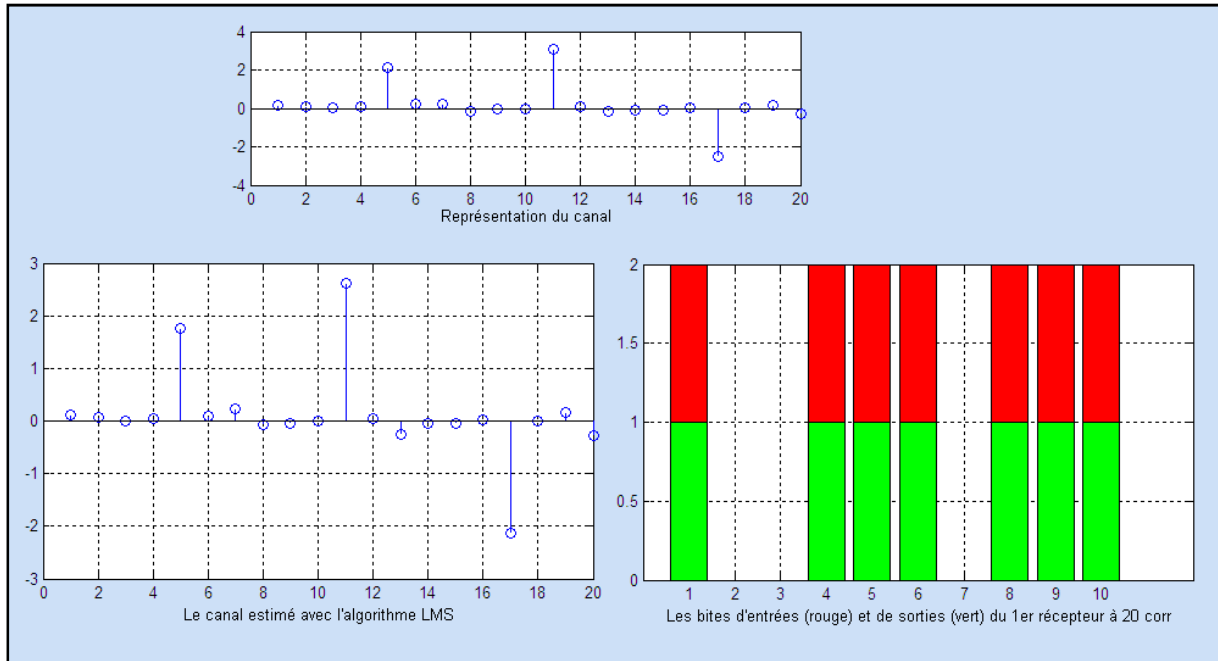


Fig. 4.11 Résultats détaillés pour le RAKE à 20 corrélateurs (facteur de bruit = 3)
Canal estimée par LMS.

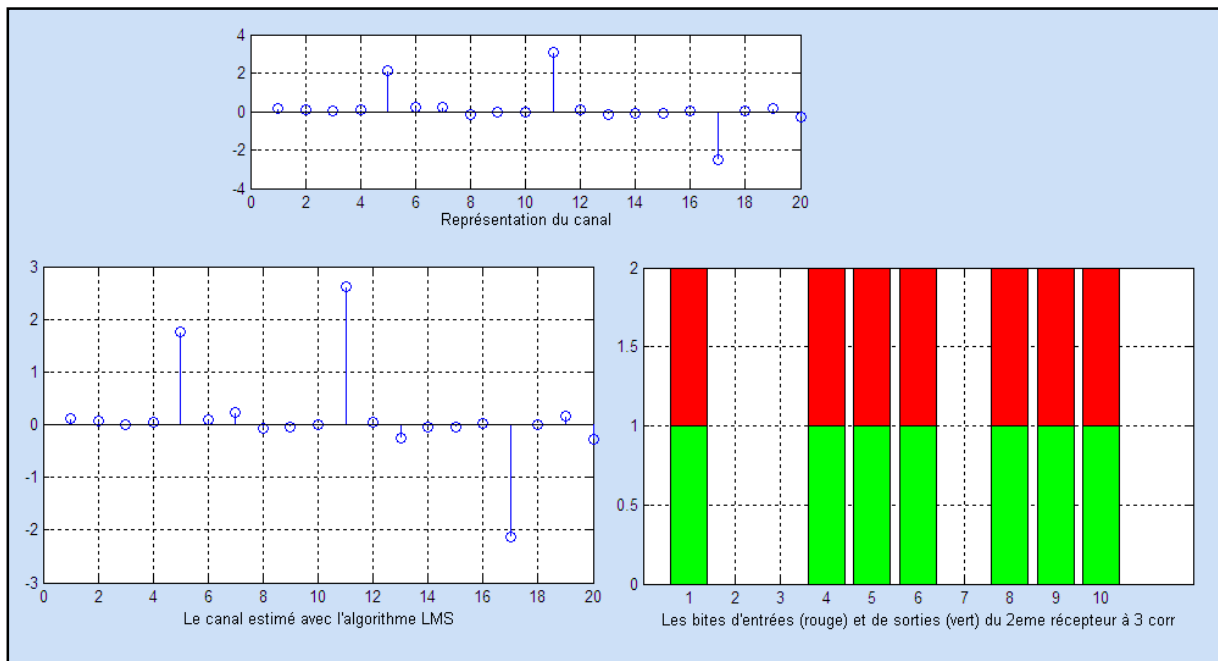


Fig. 4.12 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 3)
Canal estimée par LMS.

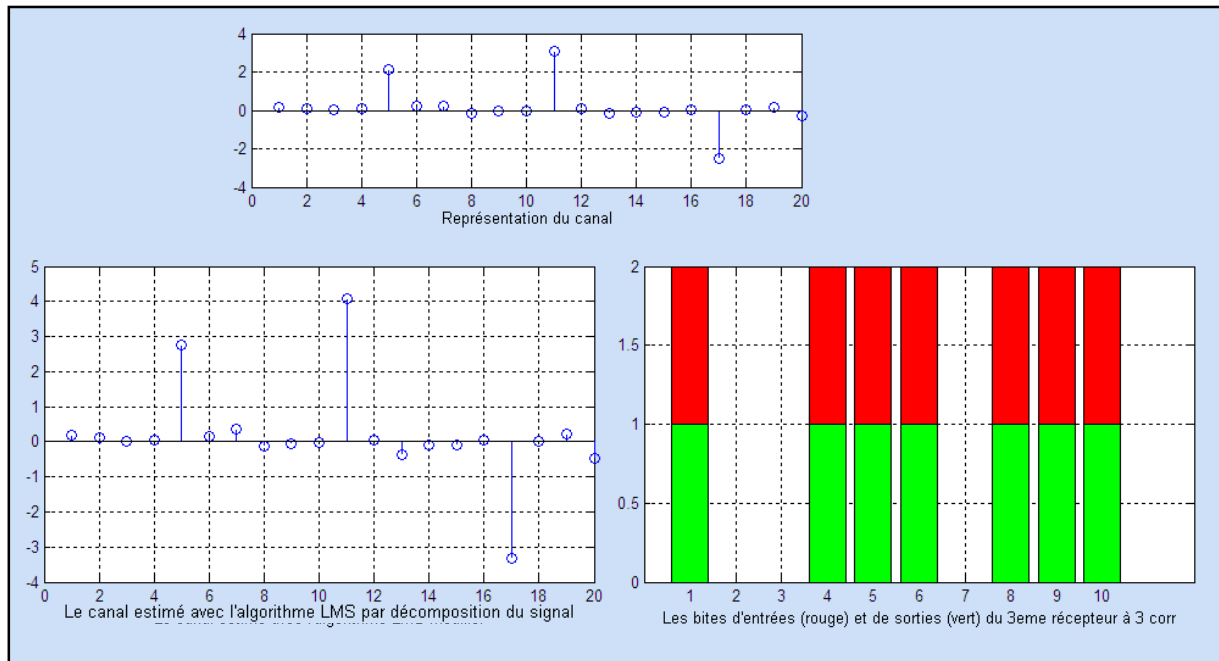


Fig. 4.13 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 3)
Canal estimée par LMS par décomposition du signal.

On voit très bien sur la figure 4.10 que les résultats trouvés dans ce test sont justes, mais l'erreur d'estimation du canal a augmenté par rapport au test précédent cela est dû à l'augmentation du facteur de bruit, on peut visualiser cette augmentation sur les figures 4.11 et 4.12. Par contre, on trouve sur le tableau 4.4 ainsi la figure 4.13 pour le 3^{ème} récepteur que le canal estimé reste plus grand que le canal réel cela implique une probabilité d'erreur très petite pour ne pas dire nulle.

Pour visualiser l'influence de cette augmentation d'erreur, on a fait plusieurs tests en utilisant les mêmes paramètres du tableau 4.3, on a trouvé ces résultats :

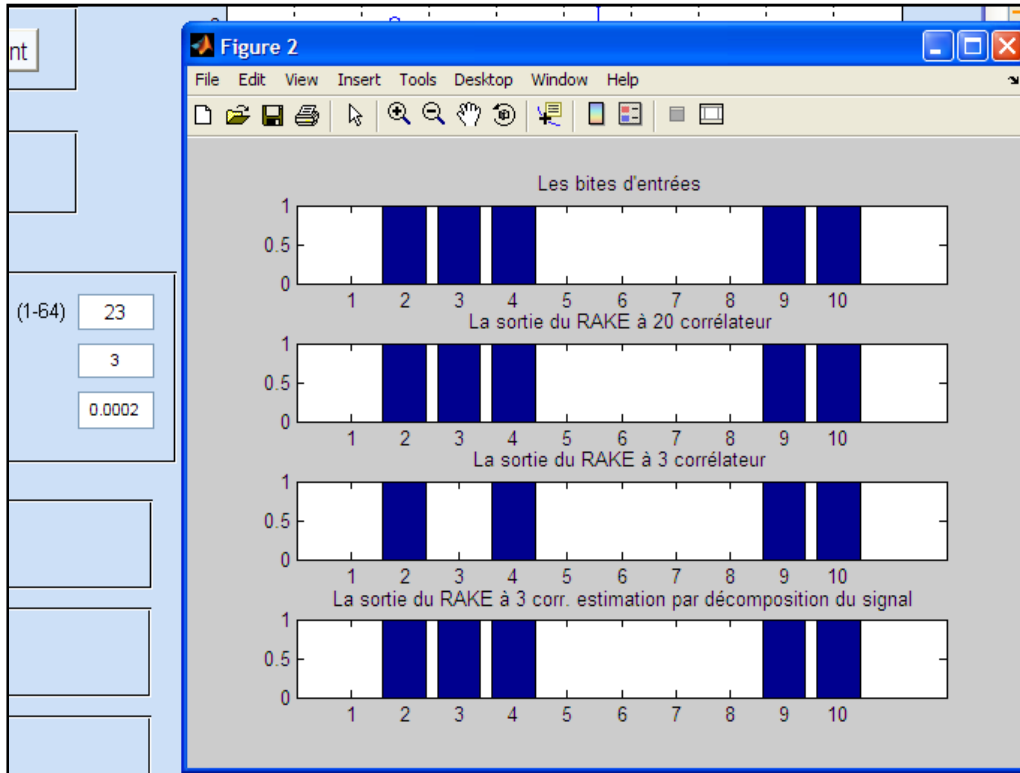


Fig. 4.14 Influence de l’erreur d’estimation 2^{ème} récepteur (facteur de bruit = 3)

La figure 4.14 montre que le 2^{ème} récepteur a fait une erreur sur 1 bit, mais avec une probabilité très faible, cela peut être visualisé dans la dernière teste.

IV.3.3 Teste N°3 :

Tableau 4.5 : Les paramètres d’entrés du teste N°3.

Colonne de la matrice Walsh	Facteur de bruit	Paramètre d’adaptation
30	5	0.0001

Tableau 4.6 : Les paramètres de sortie du teste N°3.

Type de récepteur	Nombre de corrélateur	Nombre des bites erreurs	Erreur max entre CE et CR
Récepteur RAKE 20 corr.	20	0	-0.789663
Récepteur RAKE 3 corr.	3	0	-0.789663
Récepteur RAKE (*)	3	0	+0.144508

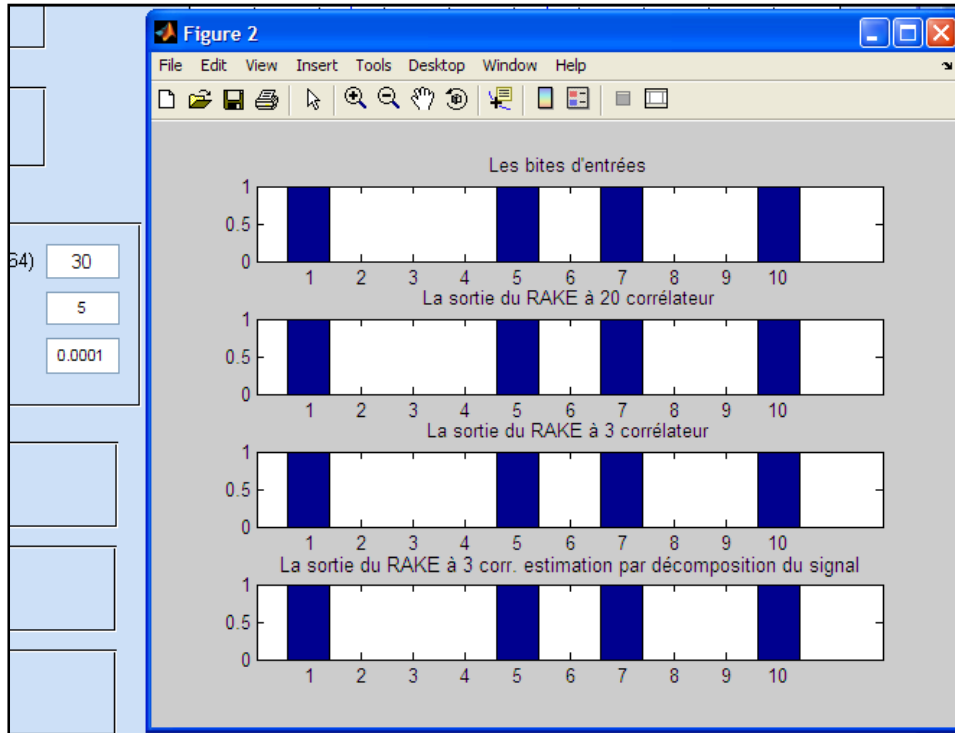


Fig. 4.15 Résultats du 3^{ème} teste

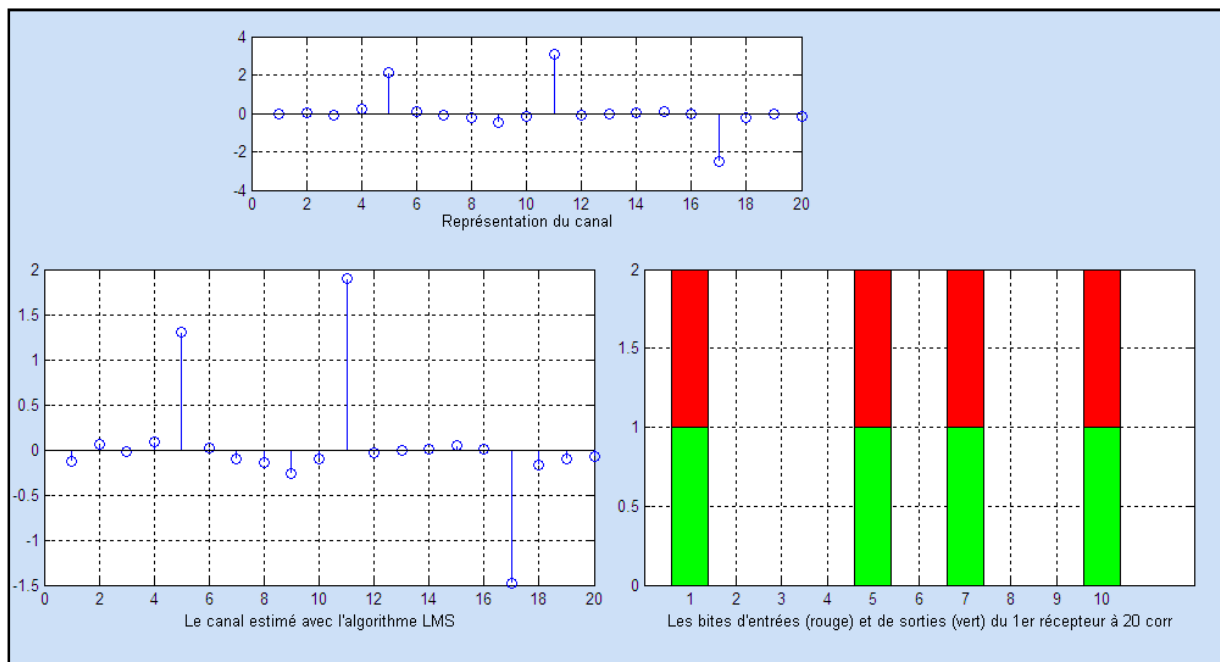


Fig. 4.16 Résultats détaillés pour le RAKE à 20 corrélateurs (facteur de bruit = 5)
Canal estimée par LMS.

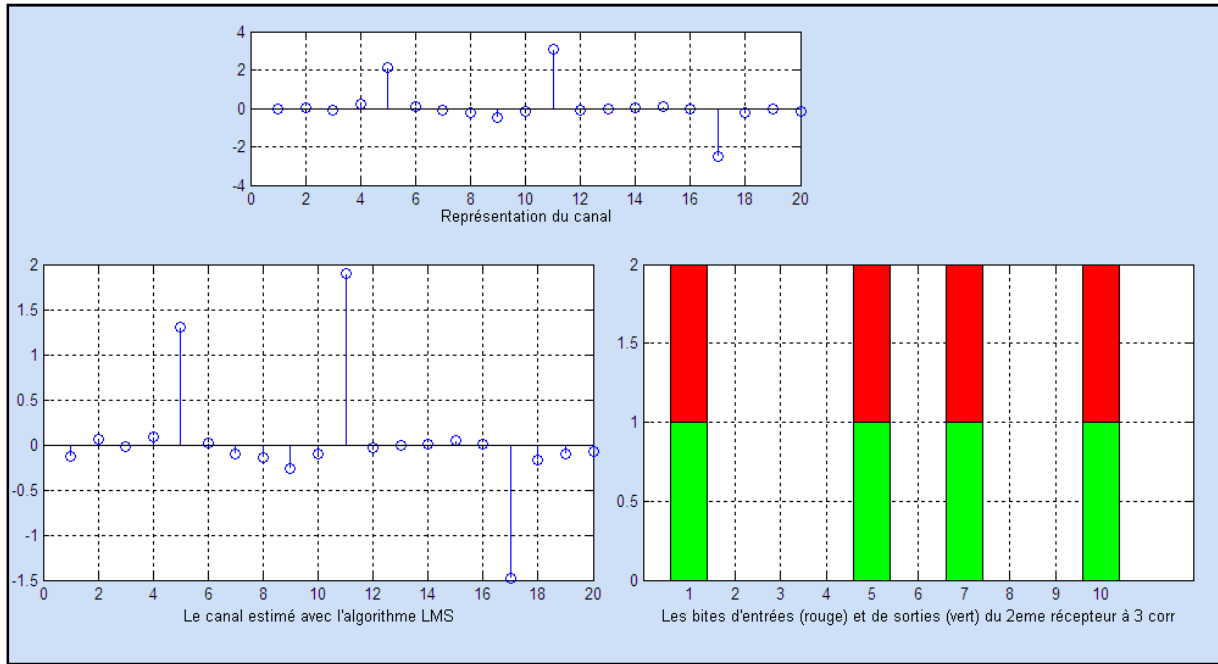


Fig. 4.17 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 5)
Canal estimée par LMS.

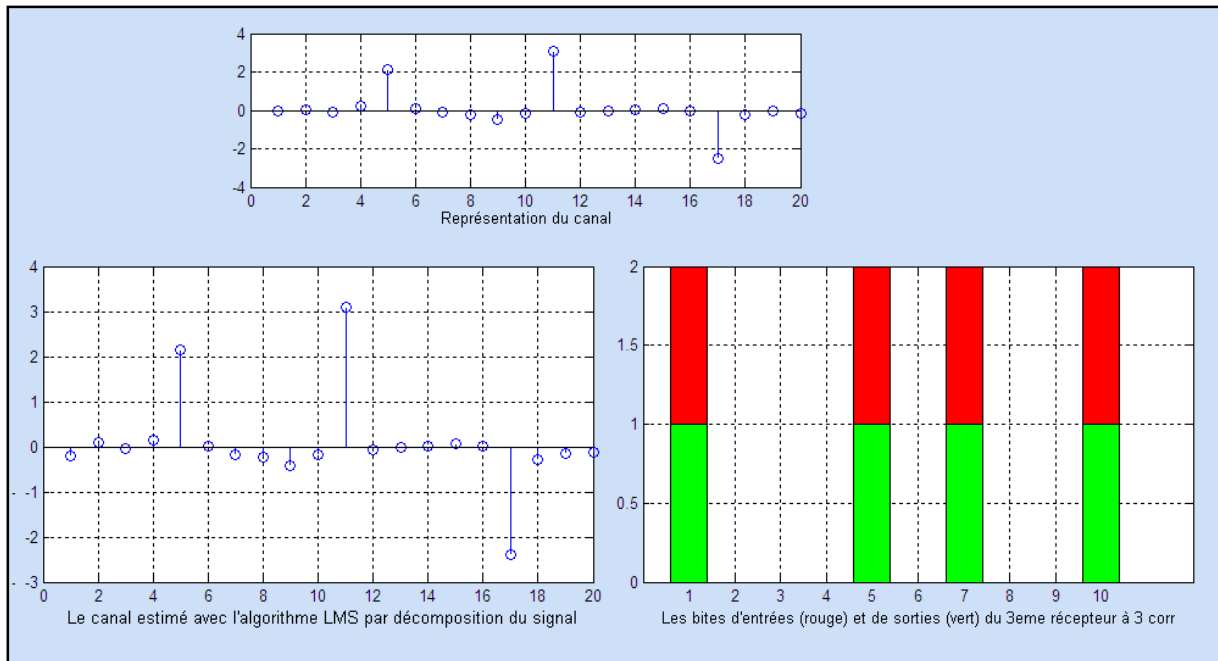


Fig. 4.18 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 5)
Canal estimée par LMS modifier.

Comme on a vu dans les autres testes, dans celle-ci à données des résultats juste mais d'après le tableau 4.6 on constate que l'erreur du canal estimé est augmenté par rapport aux autres testes c'est aussi le cas pour l'estimation avec l'algorithme LMS par

décomposition du signal mais ce dernier reste toujours proche du canal réelle. Cette constatation nous oblige à faire d'autre simulation pour voir son influence.

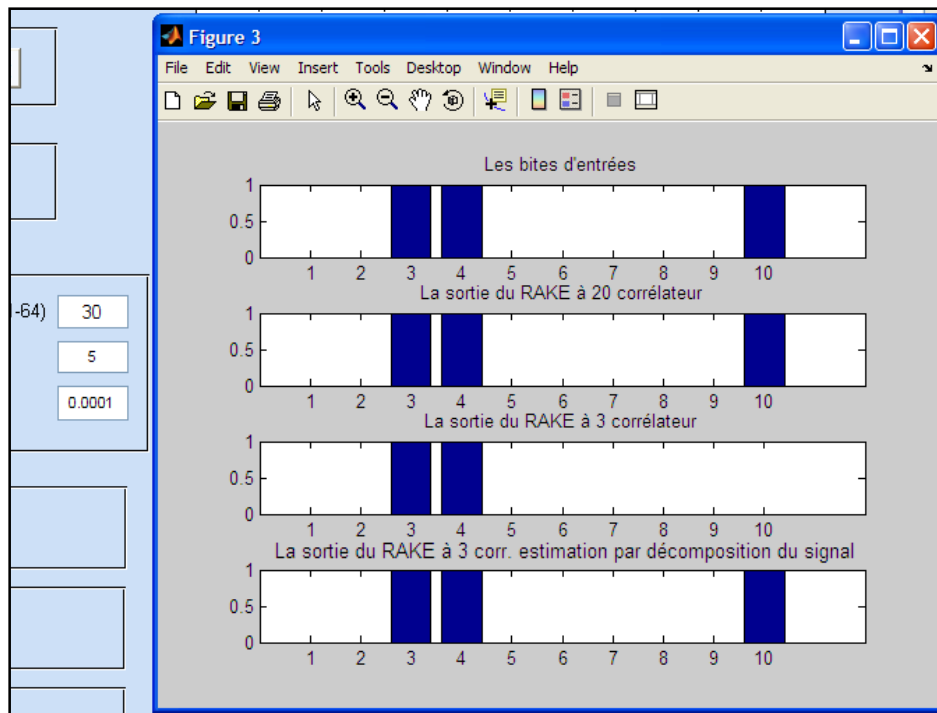


Fig. 4.19 Influence de l'erreur d'estimation 2^{ème} récepteur (facteur de bruit = 5)

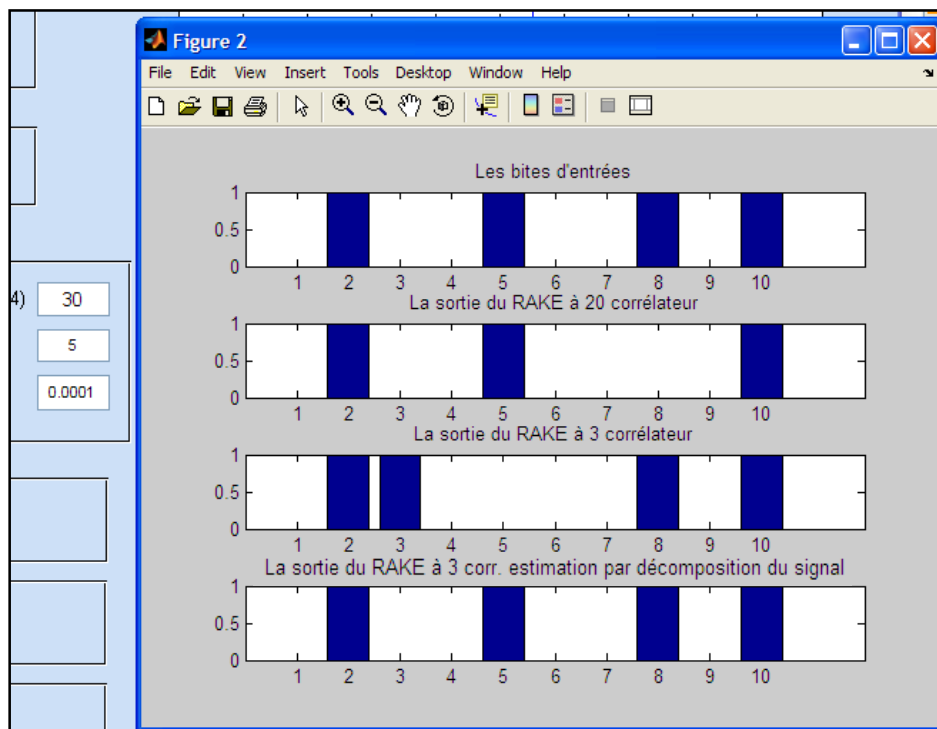


Fig. 4.20 Influence de l'erreur d'estimation 1^{er} et 2^{ème} récepteurs (facteur de bruit = 5)



On répétant ce teste, l'erreur sur les bites de la réception est devenue plus important comparant au teste précédent, donc l'augmentation du facteur de bruit a une influence directe sur l'estimation du canal, ou autrement, on peut dire que l'algorithme LMS converge lentement, mais ce n'est pas le cas pour le LMS modifié, qui donne toujours de meilleurs résultats par rapport au premiers.

IV.3.4 Teste N°4 :

Tableau 4.7 : Les paramètres d'entrés du teste N°4.

Colonne de la matrice Walsh	Facteur de bruit	Paramètre d'adaptation
19	7	0.00009

Tableau 4.8 : Les paramètres de sortie du teste N°4.

Type de récepteur	Nombre de corrélateur	Nombre des bites erreurs	Erreur max entre CE et CR
Récepteur RAKE 20 corr.	20	1	-0.860176
Récepteur RAKE 3 corr.	3	2	-0.860176
Récepteur RAKE (*)	3	0	-0.503066

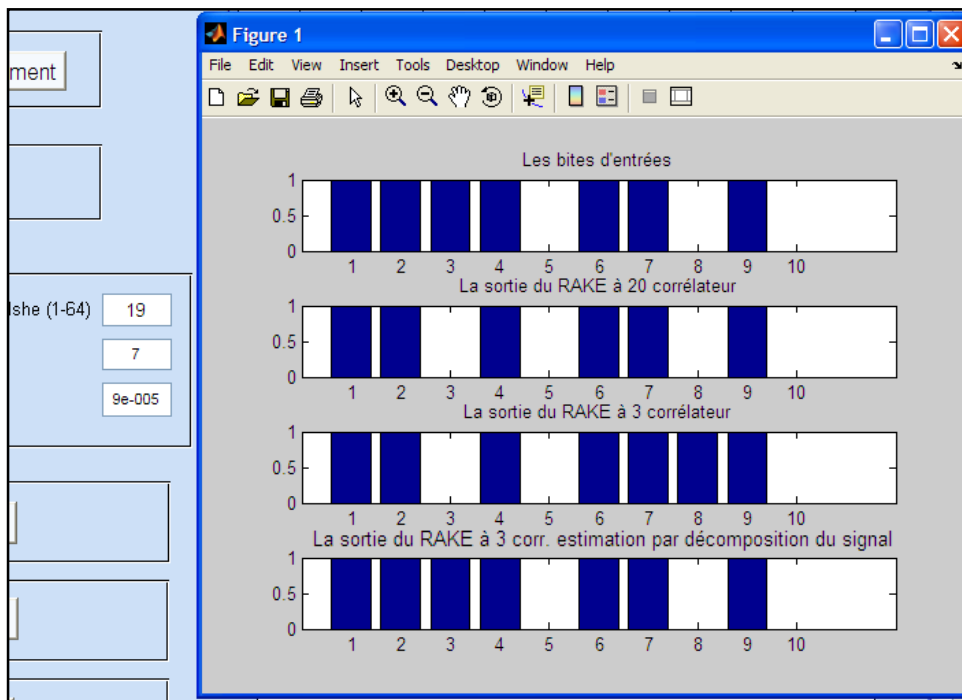


Fig. 4.21 Résultats de la 4^{ème} teste

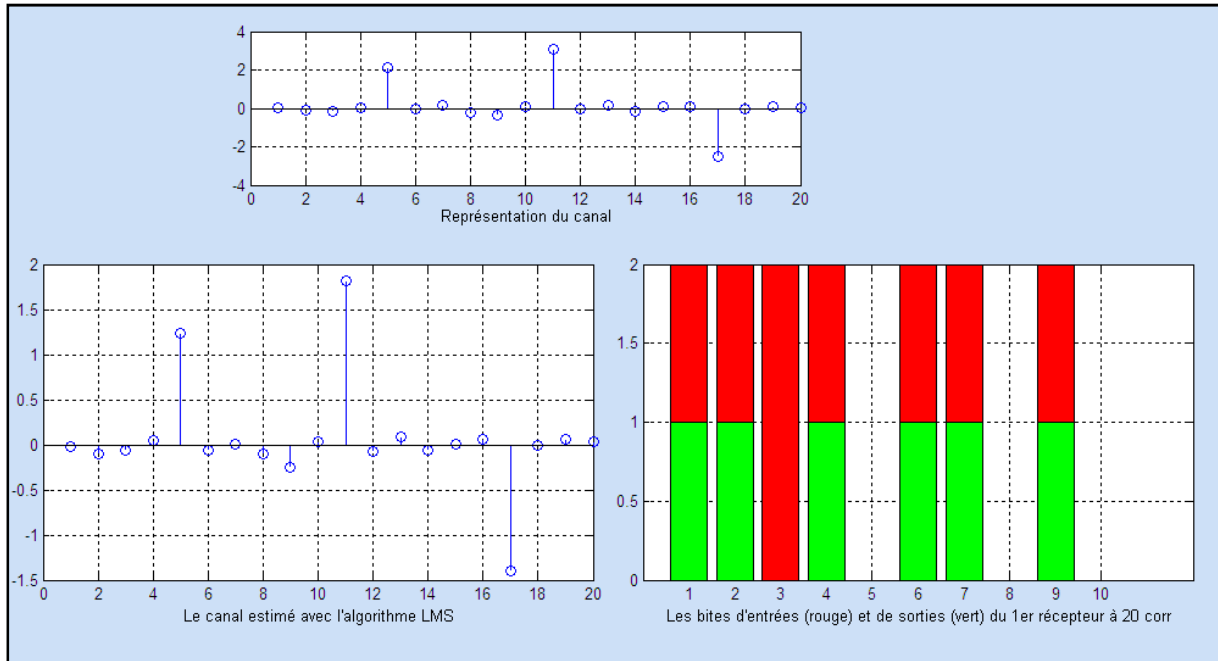


Fig. 4.22 Résultats détaillés pour le RAKE à 20 corrélateurs (facteur de bruit = 7)
Canal estimée par LMS.

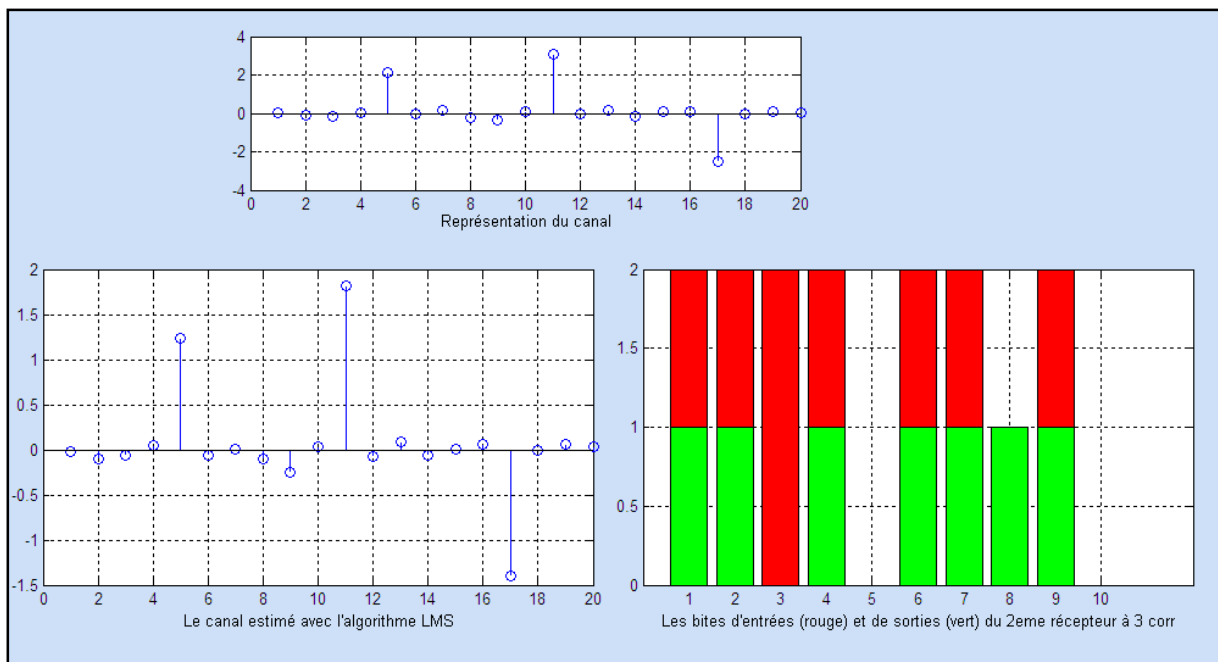


Fig. 4.23 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 7)
Canal estimée par LMS.

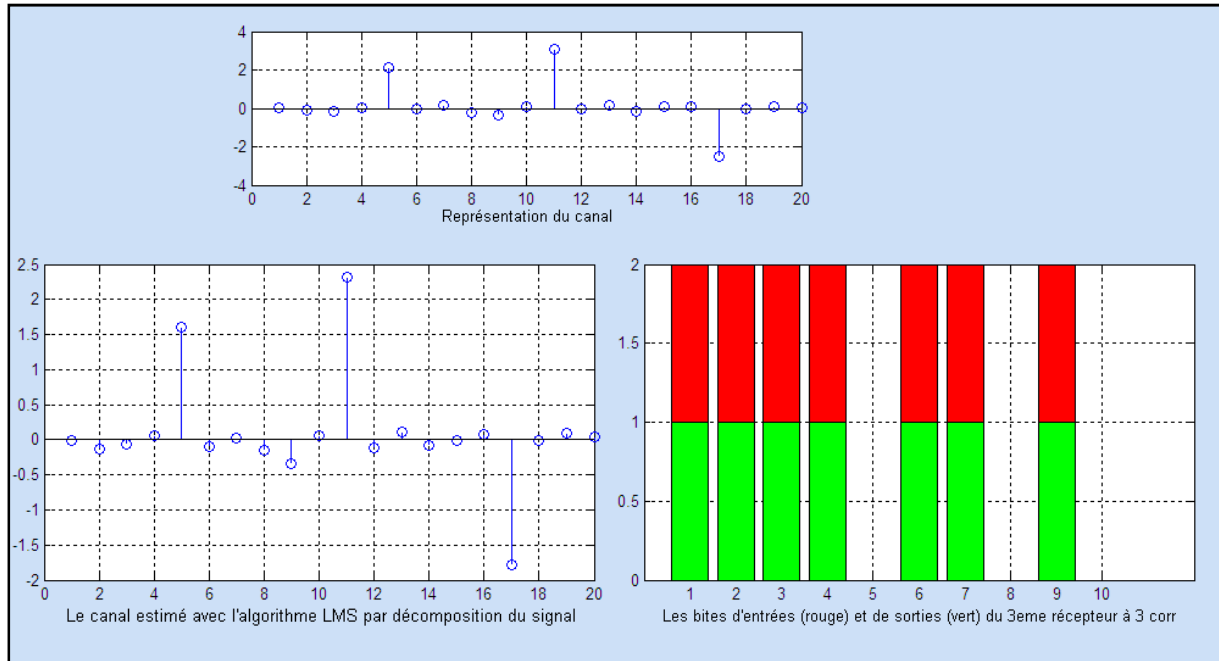


Fig. 4.24 Résultats détaillés pour le RAKE à 3 corrélateurs (facteur de bruit = 7)
Canal estimée par LMS modifié.

Dans ce teste, on remarque que les erreurs sont plus important ainsi leurs probabilité est plus élevée, cela est interprété par l'augmentation de la marge d'erreur entre le canal réel et le canal estimé par l'algorithme LMS donc une mauvaise estimation. Pour la première fois, on constate une différence négative entre le canal réel et le canal estimé par le LMS modifié tableau 4.8 c'est-à-dire que le canal estimé est petit par rapport au réel, a fin de voir son influence, on va réaliser plusieurs testes tout en gardant les mêmes paramètres du tableau 4.7.

Après plusieurs testes on à trouver les résultats représentés sur la figure 4.25 on voit qu'il y a une erreur sur un bit au niveau du 3^{eme} récepteur qui est la même erreur pour le 1^{er} récepteur, alors que deux bites d'erreur au niveau du 2^{eme}, donc on peut vraiment dire qu'il y a une amélioration apporté par cette estimation. Au cours des testes on à trouver les résultats de la figure 4.26 où on remarque que la même erreur se répète pour les trois testes cela est dû au causes cité auparavant ainsi à la génération aléatoire des séquences ce qui ramène à des valeurs non favorisé par la simulation.

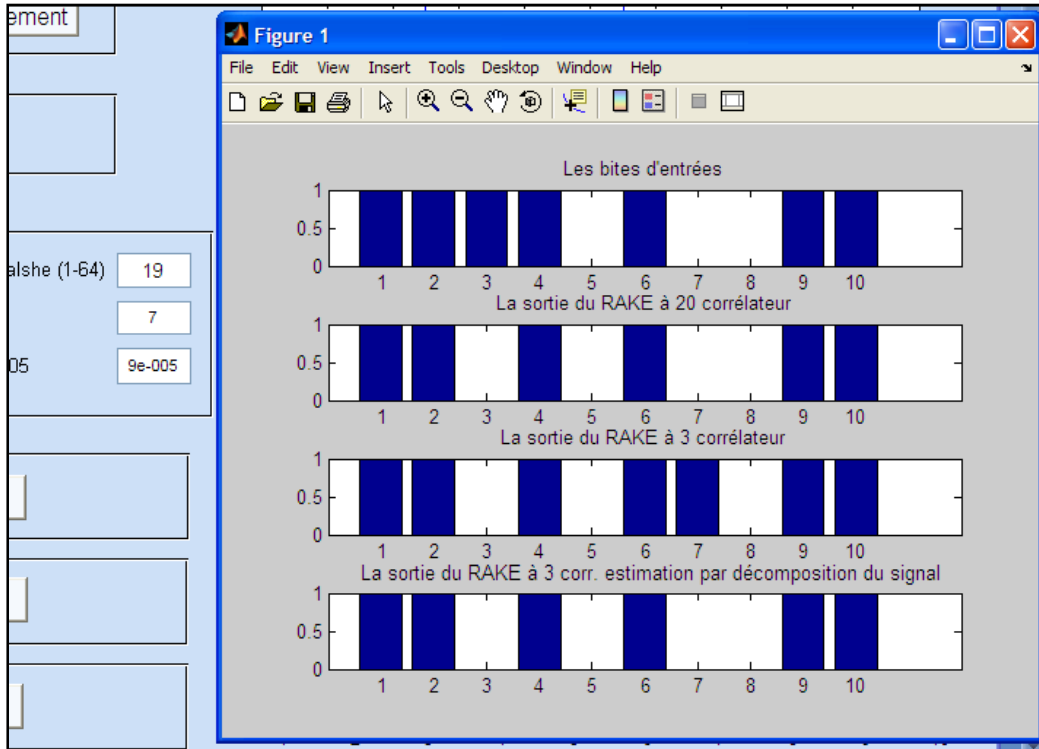


Fig. 4.25 Influence de l'erreur d'estimation 1^{ère}, 2^{ème} et 3^{ème} récepteurs (facteur de bruit = 7)

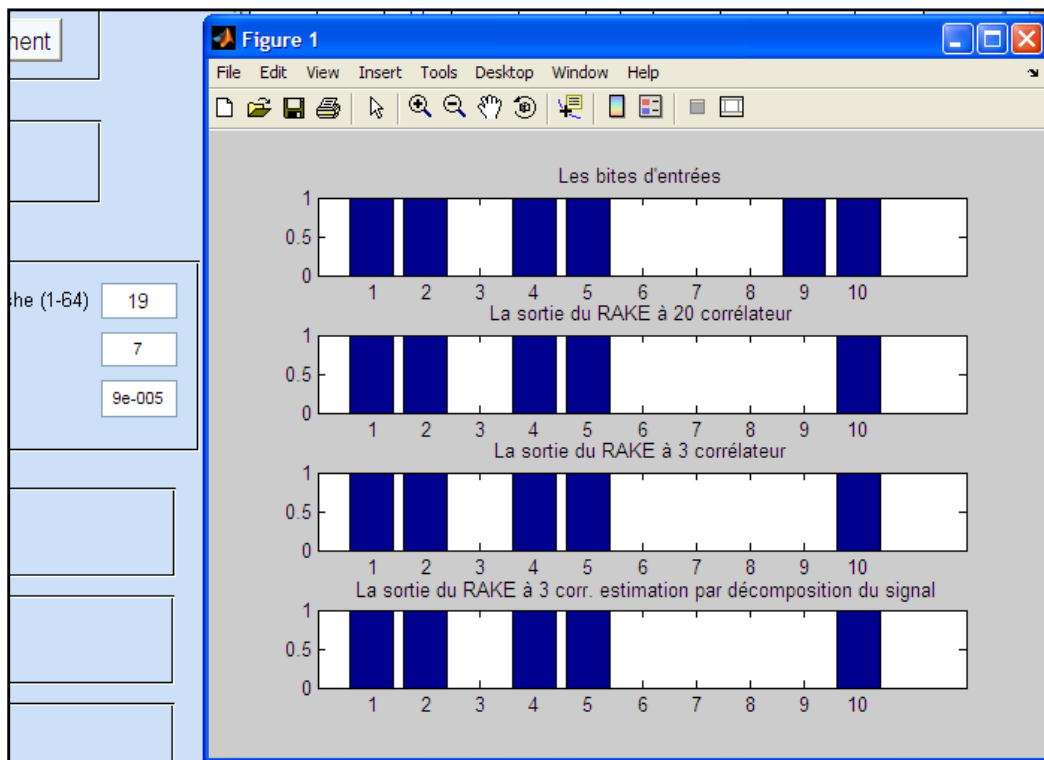


Fig. 4.25 Même erreur sur les trois récepteurs (facteur de bruit = 7)

IV.3.5 Teste N°5 :

Tableau 4.9 : Les paramètres d'entrés du teste N°5.

Colonne de la matrice Walsh	Facteur de bruit	Paramètre d'adaptation
50	9	0.00006

Tableau 4.10 : Les paramètres de sortie du teste N°5-1.

Type de récepteur	Nombre de corrélateur	Nombre des bites erreurs	Erreur max entre CE et CR
Récepteur RAKE 20 corr.	20	1	-1.15031
Récepteur RAKE 3 corr.	3	0	-1.15031
Récepteur RAKE (*)	3	0	-0.987086

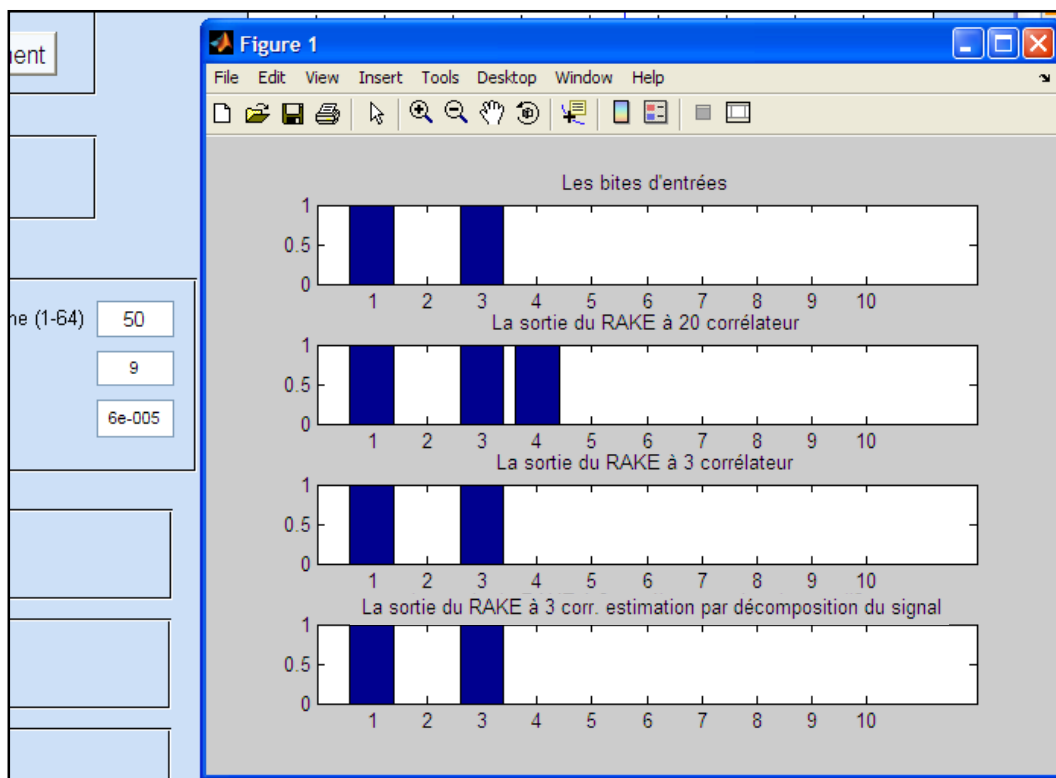


Fig. 4.26 Résultats du teste 5-1

Tableau 4.11 : Les paramètres de sortie du teste N°5-2.

Type de récepteur	Nombre de corrélateur	Nombre des bites erreurs	Erreur max entre CE et CR
Récepteur RAKE 20 corr.	20	0	-1.15314
Récepteur RAKE 3 corr.	3	0	-1.15314
Récepteur RAKE (*)	3	0	-1.00266

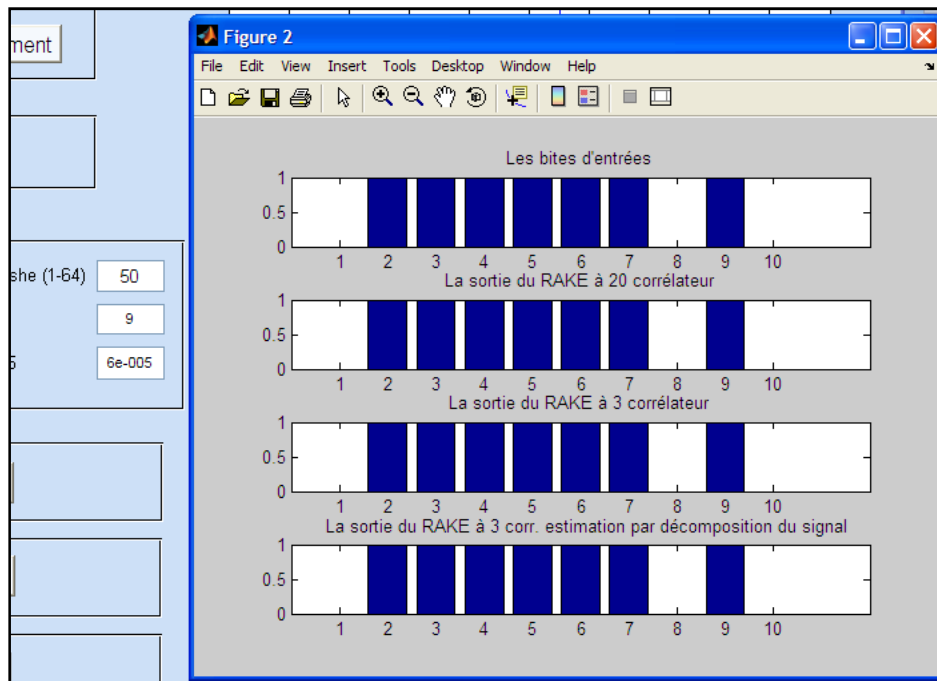


Fig. 4.26 Résultats du teste 5-2

Tableau 4.12 : Les paramètres de sortie du teste N°5-3.

Type de récepteur	Nombre de corrélateur	Nombre des bites erreurs	Erreur max entre CE et CR
Récepteur RAKE 20 corr.	20	1	-1.08759
Récepteur RAKE 3 corr.	3	1	-1.08759
Récepteur RAKE (*)	3	1	-0.91866

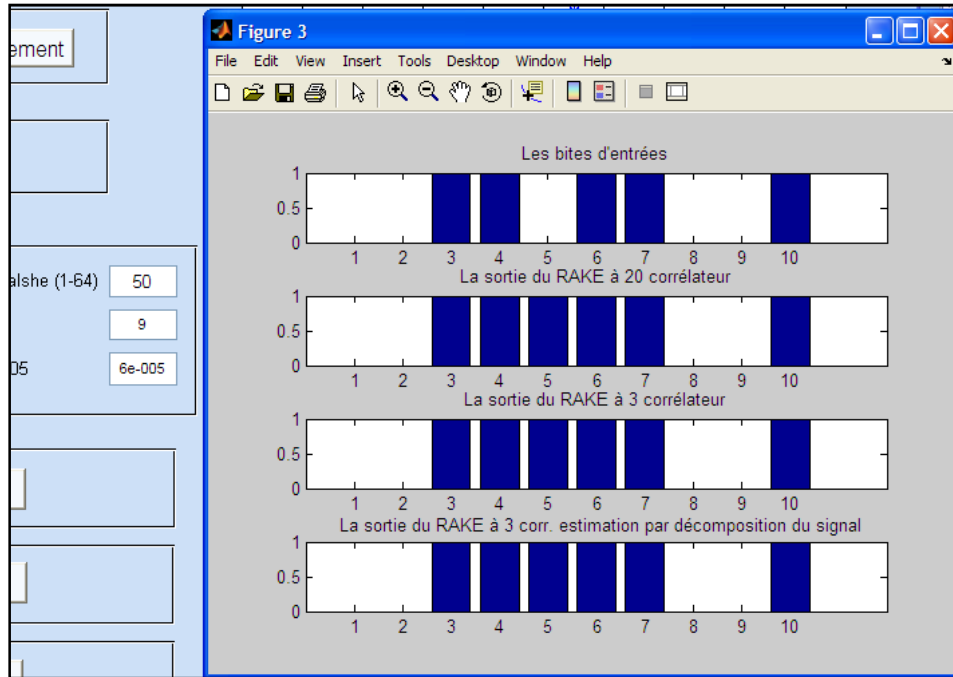


Fig. 4.26 Résultats du teste 5-3

On voit sur les trois figures différentes erreurs, ces résultats ce sont une partie des autres résultats juste trouvée, mais on a représenté que des résultats fausses pour dire que l'augmentation du facteur de bruit à une influence directe sur la convergence de l'algorithme LMS qui va devenir lente, ainsi, une mauvaise estimation par le LMS modifié. Donc en arrivant à ce stade, on va trouver fréquemment des erreurs autrement dit la probabilité d'erreur augmente.

IV.3.6 Teste N°6 :

Pour valider tous ce qu'on a dit dans les sections précédentes, on a réalisé cette dernier teste qui consiste à calculer les bites d'erreurs (TEB) pour chaque récepteur sur 100 simulation complètes pour un facteur de bruit constant , puis on change ce dernier et on fait 100 simulations à nouveau. Le facteur de bruit change de 1 jusqu'à 10, et afin de visualisé la continuité dans le graphe, on a utilisé un pas de 0.1.

On a utilisé une méthode simple pour le calcul d'erreur (TEB) qui consiste à calculer le nombre des bites d'erreur entre séquence émis et reçue pour chaque récepteur, puis, diviser ce nombre sur le nombre totales des bites dans la séquence, la

valeur final est la moyenne de 100 simulation, après, on change le facteur de bruit, et refait la même chose jusqu'on arrive à sa dernière valeur (la valeur 10).

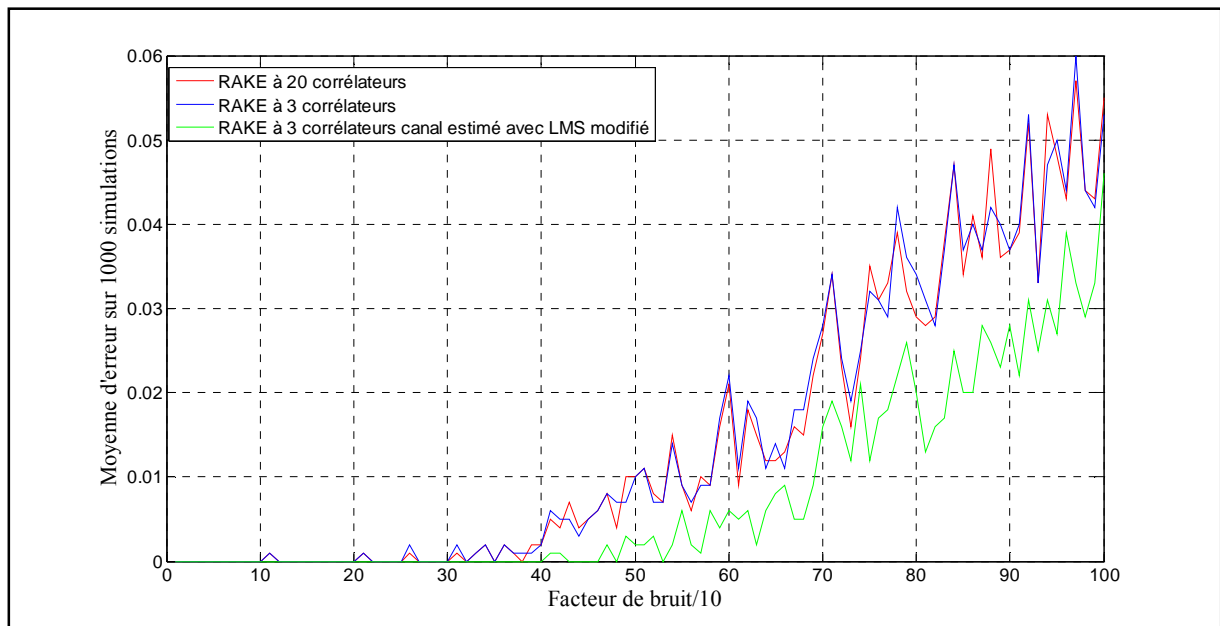


Fig. 4.27 Comparaison entre les trois récepteurs

Ces graphes ont permis de bien visualiser les améliorations apportées par l'estimation du canal par décomposition du signal qui est appliquée au 3^{ème} récepteur, comme on voit sur la fig. 4.27 (le graphe en vert), le taux d'erreur égale à « 0 » lorsque le facteur de bruit varie entre « 0.1 » et « 4 », par contre, on remarque la présence des erreurs pour les deux autres récepteurs. Après la valeur « 4 » du facteur de bruit, on remarque une présence des erreurs pour les trois récepteurs mais le 3^{ème} récepteur RAKE représente toujours un taux d'erreur inférieur par rapport aux autres, donc la modification proposée sur l'estimation du canal par l'algorithme LMS a bien amélioré la lecture des données à la réception dû à une bonne estimation du canal.

IV.4 Conclusion :

Dans ce dernier chapitre, on a vu les étapes de notre simulation, ainsi, les interprétations des résultats des différentes tests réalisés, qui nous ont aidé à formuler la dernière partie de ce travail qui est la conclusion générale.

Conclusion générale

Dans ce travail, on a présenté une simulation du système CDMA avec le récepteur RAKE qui donne des résultats plus importants que la technologie actuelle. Ce récepteur utilise l'algorithme d'estimation adaptatif LMS avec une modification qui consiste à décomposer le signal d'entraînement et a injecté chacune de ses composants dans un algorithme LMS, finalement, le canal estimé est la somme des deux sorties.

La mise en place de ce récepteur à pour but l'amélioration des performances des récepteurs actuels, ceci a été prouvé par la simulation où on a pu remarquer son avantage pour la détection du canal qui peut être interpréter par un taux d'erreur minimal par rapport aux autres récepteur.

Bibliographie

- [1] Bachar ZOUARI, Hossam AFIFI, Maher BEN JEMAA « **Adaptation de la technique W-CDMA à Diff-Serv** », Etude en collaboration entre les institues : INRIA, INT-Evry et l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax . 2004.
- [2] Guillaume DE LA ROCHE, « **Simulation de la propagation des ondes radio en environnement multi-trajets pour l'étude des réseaux sans fil** », l'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE LYON Thèse de doctorat, 2007.
- [3] Siang Pin Gan, « **CDMA Detection Guided RAKE Receiver** », Mémoire de projet de fin d'étude, of Information Technology and Electrical Engineering The University, School of Queensland, Octobre 2002.
- [4] Olivier BERDER, « **Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes** », Thèse de doctorat, l'Université de Bretagne Occidentale, 20 décembre 2002.
- [5] AOUNI Bilal et ZITOUN Safouane, « **Etude et Simulation d'une Liaison DS-CDMA** », DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE à l'UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA Mémoire de projet de fin d'étude, 2008.
- [6] ESPOSITO Sandrine, « **CONTROLE D'ADMISSION AVEC MESURES POUR UNE MEILLEURE GESTION DES RESSOURCES DANS LES RESEAUX DE TROISIEME GENERATION** », ECOLE POLYTECHNIQUE DE MONTREAL UNIVERSITE DE MONTREAL Mémoire de projet de fin d'étude, 2003.
- [7] KECHKOUCHE Mustafa « **étude des services et applications offertes par l'UMTS** », Mémoire de projet de fin d'étude INSTITUT DE TELECOMMUNICATION ABD EL HAFIDH BOUSSOUF, 2004.

- [8] Claire GOURSAUD-BRUGEAUD « **Réception multiutilisateurs par annulation parallèle d'interférences dans les systèmes CDMA optique** », Thèse de doctorat, Laboratoire XLIM Département –C²S² UMR CNRS 6172 UNIVERSITE DE LIMOGES, 2006.
- [9] « **Accès multiple à répartition par code** », Cours, Institut de télécommunication UNIVERSITE DE MONTPELLIER, 2005.
- [10] Cite internet : www.wikipedia.org , article : La modulation QPSK.
- [11] MICHEL THÉRIAULT, « **Etude des performances d'un système DS-CDMA avec récepteur rake dans le contexte UWB** », Thèse pour l'obtention du grade Maitrise et science, Faculté des études supérieures de l'Université Laval, Québec. CANADA, Octobre 2005.
- [12] J.Benesty « **Algorithme du gradient stochastique (least-mean-square LMS)** », Cours, INRS-EMT centres de recherche de l'Institut national de la recherche scientifique du Québec (INRS). CANADA, 2006