

N° d'ordre : 179/2018



**UNIVERSITÉ SULTAN MOULAY SLIMANE**  
**Faculté des Sciences et Techniques**  
**Béni Mellal**



*Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques*

## **THÈSE**

Présentée par

**Said ELKASSIMI**

Pour l'obtention du grade de

**Docteur**

*Spécialité : Physique*

---

**Contribution à l'Analyse et à l'Étude des Systèmes MC-CDMA  
4ème Génération**

---

Soutenue le 03/11/2018 devant la commission d'examen :

Pr. MELLIANI Said, Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques, Béni Mellal, Président  
Pr. ANTARI Jilali, Professeur à la Faculté Polydisciplinaire, Taroudant, Rapporteur  
Pr. AUHMANI Khalid, Professeur à l'Ecole Nationale des Sciences Appliquées, Safi, Rapporteur  
Pr. MALAOUI Abdessamad, Professeur à la Faculté Polydisciplinaire, Béni Mellal, Rapporteur  
Pr. BOUMEZZOUGH Ahmed, Professeur à la Faculté Polydisciplinaire, Béni Mellal, Examineur  
Pr. TAJ Souad, Professeur à la Faculté Polydisciplinaire, Béni Mellal, Examineur  
Pr. MANAUT Bouzid, Professeur à la FP-USMS-Béni Mellal, Directeur de Thèse  
Pr. SAFI Said, Professeur à la FP-USMS-Béni Mellal, Co-directeur de Thèse

# Dédicace

Je dédie ce travail :

À ma chère mère, à mon cher père,

À mes chères soeurs, à mes chères frères,

À toute ma famille,

À tous ceux qui m'aiment,...

Said.

# Remerciements

Je tiens tout particulièrement à remercier mes Directeurs de thèse Mr **Bouzid Manaut** et Mr **Said SAFI** Professeurs à la Faculté Polydisciplinaire de Béni Mellal, de m'avoir dirigé durant les années de ma thèse, d'avoir accompli leur part de travail avec compétence et de m'avoir laissé réaliser celle qui m'incombait sans aucune contrainte. Travailler avec eux a été très enrichissant, merci de m'avoir encouragé tout au long des étapes de ma thèse.

Je tiens à adresser mes plus sincères remerciements à Mme **TAJ Souad** et Mr **MALAOUI Abdessamad** Professeurs à la Faculté Polydisciplinaire de Béni Mellal pour avoir accepté de juger mes travaux et de participer au jury de soutenance de thèse, ainsi qu'à Mr **MELLIANI Said** Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de Béni Mellal qui m'a fait l'honneur de bien vouloir présider ce jury.

Merci à tous qui ont participé, par leurs relectures et leurs conseils, à la rédaction de ce manuscrit. Un remerciement particulier s'adresse à Monsieur **BOUMEZZOUGH Ahmed** Professeur à la Faculté Polydisciplinaire de Béni Mellal, pour ses relectures et pour ses conseils éclairés. Un merci spécial à mes collègues docteurs **Rachid Ahdid** et **Mahdi BARRAH** pour leurs soutiens qui m'étaient très utiles tout au long des années de ma thèse.

Enfin, pour le grand soutien, je tiens à remercier mes parents et ma femme **AJGHIGHE Bouchra**, pour leur soutien inconditionnel. Je leur dédie ce travail en témoignage de ma profonde affection pour toute la patience et les sacrifices qu'ils ont manifesté envers moi et dont je serai à jamais redevable et d'avoir porté ce travail à terme ce qui représente pour moi aujourd'hui la plus belle des récompenses. Que tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin dans l'élaboration de ce travail trouvent ici l'expression de ma sincère gratitude.

# Avant propos

- ✠ **Nom et prénom de l'auteur :** ELKASSIMI Said
  
- ✠ **Intitulé de la thèse :**  
Contribution à l'analyse et à l'étude des Systèmes MC-CDMA 4ème génération.
  
- ✠ **Directeur de la thèse :** Bouzid MANAUT, Professeur de l'Enseignement Supérieur.
  
- ✠ **Co-directeur :** Said SAFI, Professeur de l'Enseignement Supérieur.
  
- ✠ **Intitulé et référence du CED Doctorat :** Ressources Naturelles, Environnement et Santé
  
- ✠ **Directeur du CED :** Pr. Said Melliani
  
- ✠ **Lieu de réalisation des travaux :**
  
- ✠ **Institution :** Université Sultan Moulay Slimane, Faculté des Sciences et Techniques Béni Mellal
  
- ✠ **Laboratoire :** Laboratoire Interdisciplinaire de Recherche en Sciences et Techniques, Faculté Polydisciplinaire, Université Sultan Moulay Slimane, Béni Mellal.
  
- ✠ **Période de réalisation des travaux :** 2013-2018

# Liste des publications

## Publications dans des journaux :

1. Said Elkassimi, Said Safi, B.Manaut, "Study of Adaptive Filtering Algorithms and the Equalization of Radio Mobile Channel", International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering, Vol :9, No :6, pp.444-449, 2015.
2. Said Elkassimi, Said Safi, B.Manaut, "Equalization Algorithms for MIMO System", International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering Vol :9, No :5, pp.1206-1213, 2015.
3. Said Elkassimi, Said Safi, B.Manaut, "Blind Channel Estimation and Equalization", International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering, Vol, 11, No.12, pp, 191-206, 2016.
4. Said Elkassimi, Said Safi, B.Manaut, "Blind Channel Equalization by Adaptive Filter Algorithms", Universal Journal of Applied Mathematics, Vol.5, No.3, pp.45-52, 2017.
5. Said Elkassimi, Said Safi, B. Manaut, "Channel Estimation and Equalization", 2016 13th International Conference on Computer Graphics, Imaging and Visualization (CGiV),IEEE, pp.137-144, 2016, doi :10.1109/CGiV.2016.35.
6. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Blind Radio Mobile Channel Estimation and Identification", 2017 14th International Conference on Computer Graphics, Imaging and Visualization,Cadi Ayyad University Marrakech city Morocco, IEEE, DOI :10.1109/CGiV.2017.23

## Conférences internationales :

7. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Blind Radio Mobile Channel Estimation and Identification", CGiV2017-14th International Conference Computer Graphics, Imaging and Visualization, 22-25 May, 2017, Cadi Ayyad University Marrakech city Morocco.
8. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Channel Estimation and Equalization", CGiV2016-13th International Conference Computer Graphics, Imaging and Visualization, 29 March-1 April, 2016 , Sultan Moulay Sliman University Beni Mellal city Morocco.
9. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Comparative Study of Blind Channel Equalization", 17th International Arab Conference on Information Technology, ACIT'2016, 6-8 Decembre, 2016 , Sultan Moulay Sliman University, Beni Mellal, Morocco.
10. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Study of Adaptive Filtering Algorithms and the Equalization of radio mobile channel", the Second International Conference on Business Intelligence (CBI'15), April 23-25, 2015, Beni Mellal, Morocco.
11. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Blind Identification and Correction of the Channel Application", First International Conference on Business Intelligence (CBI'14), April 29-30 2014, Beni Mellal, Morocco.
12. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Blind Identification and Correction of the Channel Application", International Workshop on Codes, Cryptography and Communication Systems (WCCCS'13), November 07-08, 2013, Meknes, Morocco.
13. Rachid Ahdid, Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Face Surfaces Reconstruction by Contours", International Workshop on Codes, Cryptography and Communication Systems (WCCCS'13), November 07-08, 2013, Meknes, Morocco.
14. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, S.Taj, "Study of the Capacity Limits and Multiplexing Gain of MmWave Cellular System", 1<sup>st</sup> International Conference on Signal, Automatic and telecommunications (ICSAT'2018), 2-4 May 2018, Beni Mellal, Morocco.
15. Said Elkassimi, Said Safi, Bouzid Manaut, "Blind Channel Identification and Equalization using Higher Order Cumulants and Filter Adaptive Algorithms", 2016 International

Conference on Computational Science and Computational Intelligence (CSCI'16), 14-17  
December 2016, Las Vegas, USA.

# Résumé

Dans le cadre de cette Thèse, Nous nous sommes intéressés à présenter le problème de l'identification et de l'égalisation aveugles des canaux de transmissions par des algorithmes proposés, des algorithmes d'égalisation basés sur les méthodes de Forçage Zéro ZF (Zero-Forcing Equalizer), d'Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM) ou MMSE (Minimum Mean Square Error Equalizer), des Annulations d'Interférences Successives Ordonnées non linéaires (AISO) ou OSIC (Ordered Interference Successive Cancellations Equalizer), Maximum de Vraisemblance (MV) ou ML (Maximum Likelihood Equalizer) et par des algorithmes de filtres adaptatifs avec application au système de 4ème génération MC-CDMA.

Dans le domaine de télécommunication numérique on trouve les problèmes de l'influence du canal sur la transmission des données entre l'émetteur et le récepteur. Pour cela, on minimise l'influence du canal et on s'intéresse à utiliser les approches de l'identification et de l'égalisation aveugle. Il existe plusieurs méthodes adaptatifs qui envoient de temps en temps une séquence d'apprentissage connue par l'émetteur et le récepteur. L'inconvénient de ces méthodes est qu'elles utilisent une partie de la bande passante, ce qui implique une diminution de l'efficacité spectrale et donc diminution de débit. L'utilisation des méthodes aveugles joue un rôle important d'optimiser la bande passante, avoir une diminution de taux d'erreur binaire et une bonne qualité de l'information récupérée.

L'objectif de notre travail est de chercher une solution efficace de résoudre le problème de transmission des données dans les canaux et d'éliminer leurs distorsions. Notre thèse est subdivisée en deux grandes parties : dans la première partie, nous avons étudié le problème de l'identification aveugle des canaux radio mobile tel que les canaux de BRAN et de Proakis, en utilisant les modes des statistiques d'ordre supérieur (HOS), c'est à dire les cumulants. Dans ce contexte, nous avons proposé quelques algorithmes basés sur les cumulants d'ordre 3 et d'ordre 4. Les performances de ces algorithmes proposés sont comparées à celles des autres algorithmes des cumulants. Dans la deuxième partie, nous avons étudié le problème d'égalisation aveugle des canaux SISO et MIMO et nous avons proposé quelques algorithmes. Nous avons testé la performance de ces algorithmes sur le système Multi-Porteuses à Etalement de Spectre (MC-CDMA),

nous avons choisi les canaux radio mobile très rapide appelés BRAN (Broadband Radio Access Network) normalisés pour le système MC-CDMA et les canaux de Rayleigh pour le système des canaux MIMO. Notre travail montre que les algorithmes proposés sont plus efficace pour l'identification et l'égalisation aveugle des canaux de transmissions.

**Mots Clés :** Identification et Egalisation aveugle, Cumulants, HOS, Canaux BRAN, Canaux Proakis, Système MC-CDMA, Système MIMO.

# Abstract

In the context of this thesis, we presented the problem of blind identification and equalization of transmission channels, using proposed algorithms, equalization algorithms based on Zero ZF Forcing methods (Zero- Forcing), Minimum Mean Square Error Equalizer (MMSE), Ordered Interference Successive Cancellations(OSIC) and Maximum Likelihoods (ML), and by adaptive filter algorithms that is applied in the 4th generation MC-CDMA system.

The problems of the channel's influence in transmission of data between the transmitter and the receiver, has received a great attention in recent years in the field of digital telecommunication. Therefore, we attempt to study how to minimize this influence of the channel, using the approaches of blind identification and equalization.

There are several adaptive methods that send from time to time a learning sequence known by the sender and the receiver. But The disadvantages of these methods are that they use a portion of the bandwidth, which decrease the spectral efficiency and therefore it reduce the flow rate.

The use of blind methods plays an important role in saving bandwidth and having a decrease in bit error rate and a good quality of information retrieved.

The goal of our work is to look for a solution that will be able to solve the problem of data transmission in the channels and to eliminate the distortions introduced by them.

Our thesis is divided into two main parts : in the first part, we study the problem of the blind identification of mobile radio channels such as the BRAN and Proakis channels, using higher order statistics (HOS), that is cumulants. In this context, we have proposed some algorithms based on the cumulants of order 3 and order 4. The performance of these proposed algorithms are compared with those of the other algorithms of the cumulants.

The second part, examines the problem of blind equalization of the SISO and MIMO channels, in which, we have proposed some algorithms. In order to teste the efficiency of these algorithms on a Spectral Spread Multi-Carrier (MC-CDMA) system, we choose a very fast mobile radio

channels called BRAN (Broadband Radio Access Network) standardized for the system (MC-CDMA) and Rayleigh channels for the MIMO channel system.

The simulation results of this work, demonstrate the proposed algorithms are more efficient for blind identification and equalization of transmission channels.

**Keywords :** Blind Identification and Equalization, Cumulant, HOS, BRAN Channel, Proakis Channel, MC-CDMA System, MIMO system.

# Table des matières

Dédicace	ii
Remerciements	iii
Avant propos	iv
Liste des publications	v
Conclusion et perspectives	v
Résumé	viii
Abstract	x
Abstract	x
Table des figures	xvi
Liste des tableaux	xviii
Abréviations	xix
Introduction	1
<b>1 Introduction aux Statistiques d'Ordre Supérieur (SOS)</b>	<b>3</b>
1. Introduction . . . . .	3
2. Système de Télécommunication . . . . .	4
3. Définition de Signal Aléatoire . . . . .	5
4. Variables aléatoires réelles scalaires . . . . .	5
5. Première Fonction Caractéristique D'une Variable aléatoire . . . . .	6
6. Seconde fonction caractéristique génératrice des cumulants . . . . .	6
7. Moments et Cumulants . . . . .	7

8.	Relations entre cumulants et moments . . . . .	9
9.	Propriétés des Moments et des Cumulants . . . . .	10
10.	Estimation des Moments et des Cumulants . . . . .	11
10.1.	Estimation des Moments . . . . .	11
10.2.	Estimateur des Cumulants . . . . .	11
10.3.	Estimation récursive(adaptative) . . . . .	11
11.	Multicorrélations et Multispectres . . . . .	12
11.1.	Multicorrélations . . . . .	12
11.2.	Multispectres ou Polyspectres . . . . .	13
11.3.	Multicorrélation Symétrique . . . . .	13
11.4.	Polyspectres symétriques . . . . .	15
11.5.	Interprétation des polyspectres . . . . .	15
12.	Conclusion . . . . .	16
<b>2</b>	<b>Estimation et Identification Aveugle des Paramètres des Canaux</b>	<b>17</b>
1.	Introduction . . . . .	17
2.	Systèmes et Hypothèses . . . . .	17
3.	Relation de base des algorithmes proposés . . . . .	19
4.	Relation de Peyre . . . . .	19
4.1.	Relation de Stogioglou et McLaughlin . . . . .	20
5.	Algorithmes basés sur les Cumulants . . . . .	21
5.1.	Algorithme basé sur le cumulants d'ordre 3 (Alg1)[34,35,42] . . . . .	21
5.2.	Algorithme basé sur le cumulants d'ordre 4 (Alg2)[34,35,42] . . . . .	22
6.	Algorithmes Proposés . . . . .	23
6.1.	Premier Algorithme Proposé (AlgSSB1)[34,35,42] . . . . .	25
6.2.	Deuxième Algorithme Proposé (AlgSSB2)[34,35,42] . . . . .	26
7.	Résultats de simulation des algorithmes proposés . . . . .	28
7.1.	Performance des algorithmes proposés de l'estimation et de l'identification aveugle . . . . .	28
8.	Conclusion . . . . .	33
<b>3</b>	<b>Egalisation Aveugle des Canaux de Transmission SISO, MIMO et Application aux Systèmes MC-CDMA</b>	<b>34</b>
1.	Introduction . . . . .	34
2.	Modélisation . . . . .	35
3.	Système des canaux MIMO . . . . .	36
4.	Système des canaux SISO . . . . .	37

5.	Système des canaux MISO . . . . .	38
6.	Système des canaux SIMO . . . . .	39
7.	Performances du système des canaux MIMO . . . . .	39
8.	Performance du canal SISO : cas de BRAN A . . . . .	42
9.	Les techniques avancées de communications . . . . .	42
9.1.	Étalement de spectre . . . . .	44
9.2.	Technique de modulation OFDM [51,53] . . . . .	44
10.	Généralité sur le système MC-CDMA[50-52] . . . . .	45
11.	Expression du signal MC-CDMA . . . . .	47
12.	Intégration de technique MIMO [50,59] . . . . .	48
13.	Egalisation Aveugle des systèmes SISO-MC-CDMA et MIMO-MC-CDMA . . . . .	50
13.1.	Egalisation du système SISO-MC-CDMA . . . . .	50
13.1.1.	Combinaison à restauration d'orthogonalité ou Zero forcing(ZF) . . . . .	51
13.1.2.	Combinaison à erreur quadratique moyenne minimale ou Minimum Mean Square Error (MMSE) . . . . .	51
13.2.	Performances du système SISO-MC-CDMA . . . . .	52
13.2.1.	Egalisation aveugle du canal BRAN A par l'égaliseur ZF . . . . .	53
13.2.2.	Egalisation aveugle du canal BRAN A par l'égaliseur MMSE . . . . .	53
13.3.	Egalisation aveugle des systèmes MIMO-MC-CDMA [47,50,59] . . . . .	53
13.3.1.	L'égaliseur ZF . . . . .	54
13.3.2.	L'égaliseur MMSE . . . . .	54
13.3.3.	L'égaliseur OSIC (Ordered Interference Successive Cancellations) . . . . .	55
13.3.4.	L'égaliseur ML (Maximum Likelihood) . . . . .	56
13.4.	Les performances du système MIMO-MC-CDMA . . . . .	58
13.4.1.	Performance du système MIMO-MC-DCMA avec l'égaliseur ZF . . . . .	58
13.4.2.	Performance du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur MMSE . . . . .	59
13.4.3.	Performance du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur OSIC . . . . .	59
13.4.4.	Performance du système MIMO-MC-CDMA avec l'égalisuer ML . . . . .	59
13.4.5.	Résultats de comparaison . . . . .	61
14.	Conclusion . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Egalisation aveugle des canaux de transmission et les méthodes adaptatifs</b> . . . . .	<b>63</b>
1.	Introduction . . . . .	63
2.	Systèmes et Hypothèses . . . . .	64
3.	Egalisation Aveugle du Canal . . . . .	64
4.	Les algorithmes Proposés [34,35,79-81] . . . . .	65
4.1.	Méthode d'égalisation ZF . . . . .	65

4.2.	Méthode d'égalisation MMSE . . . . .	66
4.3.	Premier Algorithme proposé (Algorithme 1)[47,79,80] . . . . .	66
4.4.	Deuxième algorithme proposé (Algorithme 2)[35,47] . . . . .	67
5.	Les méthodes adaptatifs [75,79,80,82] . . . . .	67
5.1.	Méthode CMA . . . . .	67
5.2.	Méthode Fractional Spaced CMA (FSCMA) . . . . .	68
5.3.	Méthode SKMAA . . . . .	69
6.	Résultats de Simulation . . . . .	70
6.1.	Egalisation des canaux par des algorithmes proposés et des algorithmes de filtrages adaptatifs. . . . .	70
6.1.1.	Performance de l'égaliseur de filtre adaptatif CMA, FSCMA et SKMAA . . . . .	70
6.1.2.	Les algorithmes proposés contre les algorithmes de filtrages adap- tatifs . . . . .	73
7.	Conclusion . . . . .	78
	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>79</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>81</b>
	Bibliographie . . . . .	81

# Table des figures

1.1	Schème général du système de télécommunication . . . . .	4
1.2	Symétries et zone de calcul de la bicorrélation . . . . .	14
1.3	Symétries et zone de calcul du bispectre . . . . .	15
2.1	Modèle du système à RIF . . . . .	18
2.2	Modèle du canal à RIF bruité . . . . .	18
2.3	Identifiacion aveugle de l'amplitude et de la phase du canal Proakis B dans un milieu sans bruit . . . . .	29
2.4	Estimation aveugle des paramètres du canal BRAN A dans un milieu bruité. . .	30
2.5	Identification aveugle du canal Proakis B dans un milieu bruité. . . . .	30
2.6	Identification aveugle du canal BRAN A dans un milieu bruité. . . . .	31
2.7	Variation de EQM pour les algorithmes proposés avec différent nombre d'échantillons N, SNR=0dB . . . . .	33
3.1	Système de transmission MIMO . . . . .	35
3.2	Système des Canaux SISO . . . . .	37
3.3	Système des canaux MISO . . . . .	38
3.4	Système des canaux SIMO . . . . .	39
3.5	Variation de Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de SNR, pour 5 antennes . . . . .	40
3.6	Variation de Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de SNR, pour 6 antennes . . . . .	40
3.7	Variation de Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de SNR, pour 10 antennes . . . . .	41
3.8	Variation de la Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de nombre d'antennes, avec SNR=60db. . . . .	41
3.9	Variation de la Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de nombre d'antennes, avec SNR=80db. . . . .	42
3.10	Réponse impulsionnelle du canal BRAN A. . . . .	43

3.11	Système OFDM avec sous porteuses. . . . .	46
3.12	Un système MIMO à $N_t$ antennes d'émission et $N_r$ antennes de réception, avec $N_t \times N_r$ trajets. . . . .	48
3.13	Le système MIMO-MC-CDMA avec étalement de spectre (CDMA), Codage Temps-Espace (CTE) et la modulation OFDM. . . . .	49
3.14	Variation de BER en fonction de SNR, pour le canal BRAN A (cas de l'égaliseur ZF). . . . .	53
3.15	Variation de BER en fonction de SNR pour le canal BRAN A (cas de l'égaliseur MMSE). . . . .	54
3.16	Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur ZF. . . . .	59
3.17	Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur MMSE. . . . .	60
3.18	Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur OSIC. . . . .	60
3.19	Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur OSIC. . . . .	61
3.20	Comparaison des Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseurs ZF, MMSE, OSIC et ML. . . . .	62
4.1	Egalisation Aveugle par modèle de système d'algorithmes adaptatifs. . . . .	64
4.2	Modèle de l'égalisation Aveugle des Canaux. . . . .	65
4.3	Le SER en fonction de SNR, pour les algorithmes CMA, FSCMA et SKMAA. . . . .	71
4.4	Le SER en fonction de nombre des symboles M, pour les algorithmes CMA, FSCMA et SKMAA. . . . .	72
4.5	Égalisation des canaux par l'algorithme proposé 1 , avec M=1024 et SNR=25 dB. . . . .	73
4.6	Égalisation des canaux par l'algorithme proposé 2 , avec M=1024 et SNR=25 dB. . . . .	73
4.7	Égalisation des canaux par l'algorithme CMA, avec M=1024 et SNR=25 dB. . . . .	74
4.8	Égalisation des canaux par l'algorithme FSCMA, avec M=1024 et SNR=25 dB. . . . .	74
4.9	Égalisation des canaux par l'algorithme SKMAA, avec M=1024 et SNR=25 dB. . . . .	74
4.10	La variation des valeurs de SER en fonction des valeurs de SNR. . . . .	76
4.11	La variation des valeurs de SER en fonction de nombre total des symboles M. . . . .	76

# Liste des tableaux

2.1	Estimation des paramètres du canal Proakis B dans un milieu sans bruit. . . . .	28
2.2	Estimation aveugle des paramètres du canal Proakis B dans un milieu bruité. . .	29
2.3	Estimation aveugle des paramètres du canal Proakis B Avec différent nombre d'échantillons $N$ , $SNR=0dB$ . . . . .	32
3.1	Les modèles des canaux SISO pour les systèmes BRAN proposés par l'ETSI. . . .	43
3.2	Le modèle du canal BRAN A. . . . .	43
4.1	La variation de valeur du taux d'erreur de symbole (SER), pour les algorithmes adaptatifs par différentes valeurs de SNR. . . . .	70
4.2	La variation de valeur du taux d'erreur de symbole (SER), pour les algorithmes adaptatifs par différents nombres des symboles $M$ . . . . .	72
4.3	Variation de SER, pour les algorithmes proposés et les méthodes adaptatifs, avec différentes valeurs de SNR. . . . .	75
4.4	Variation de SER, pour les algorithmes proposés et les méthodes adaptatifs, avec différente nombres des symboles. . . . .	77

# Notations, symboles et abréviations

BER	: Bit Error Rate
BRAN	: Broadband Radio Access Network
CDMA	: Code Division Multiple Access
CMA	: Constant Modulus Algorithm
$Cum_{X(m)}$	: Les cumulants d'ordre $m$ du vecteur $X$
$\tilde{x}$	: La variable standardisée de $x$
$Cum_{\tilde{x}(3)}$	: Le cumulants standardisée d'ordre 3
$Cum_{\tilde{x}(4)}$	: Le cumulants standardisée d'ordre 4
$\widehat{Cum}_{x(4)}$	: Estimateur de cumulants d'ordre 4
EQM	: Erreur Quadratique Moyenne
ETSI	: European Telecommunications Standards Institute
$E.$	: Esperance mathématique
FAC	: Fonction d'AutoCorrélation
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
FIR (RIF)	: Finite Impulse Response (Réponse Impulsionnelle Finie)
$F_X(u)$	: Fonction de répartition de $X$
FSCMA	: Fractional Space CMA
HOC	: Higher Order Cumulants
HOS	: Higher Order Statistics
<i>i.i.d</i>	: identiquement indépendant distribué
LS (MC)	: Least Squares (Moindres Carrées)
MC-CDMA	: Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MISO	: Multiple Input Single Output
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MP	: Minimum Phase
ML	: Maximum Likelihood
$M^T$	: Transposée de la matrice $M$
$M^{-1}$	: Inverse de de la matrice $M$

MMSE	: Minimum Mean Square Error
MMP	: Modulation Multiporteuses
$\widehat{Mom}_{x(r)}$	: Estimateur de moment d'ordre $r$
NMP	: Non-Minimum Phase
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSIC	: Ordered Interference Cancellation
SKMAA	: Sign Kurtosis Maximization Adaptive Algorithm
SISO	: Single Input Single Output
SIMO	: Single Input Multiple Output
TF	: Transformée de Fourier
TFI	: Transformée de Fourier Inverse
SNR	: Signal to Noise Ratio
TEB	: Taut d'Erreur Binaire
ZF	: Zero Forcing
$\phi_X(V)$	: Fonction caractéristique de $X$
$\mu_{x_i}(m)$	: Les moments d'ordre $m$ des variables aléatoires $x_i$

# Introduction

Les systèmes de communications numériques nécessitent généralement la transmission d'une quantité importante des données dans des bandes de fréquences les plus étroites possibles [1]. Dans ces systèmes, le canal de transmission joue un rôle important pour la diffusion des données, lorsqu'il est considéré comme un obstacle à la transmission fiable des données entre l'expéditeur et le récepteur, il peut limiter les bandes passantes et les diffusions multi-trajets. Alors, il y a toujours le problème de transmission des informations dans les canaux.

Dans ce cas, il est obligatoire d'utiliser les techniques d'identification et d'égalisation du canal. Il existe deux types d'identification, identification classique qui concerne la connaissance de séquence des données à l'entrée du canal ce qui entraîne la transmission d'une séquence d'apprentissage fixe, dans ce cas le récepteur peut déterminer la réponse impulsionnelle du canal[1], par contre l'identification aveugle, permet d'estimer la sortie du canal sans connaître les informations d'entrée. Dans le cadre de notre recherche, on va étudier l'identification et l'égalisation aveugle du canal en utilisant les statistiques d'ordres supérieurs et les filtres adaptatifs.

Plusieurs approches d'identification et d'égalisation aveugle des canaux de communications ont été proposées dans la littérature. L'utilisation des cumulants d'ordre supérieur et les filtres adaptatifs nous permettent de simplifier les expressions ainsi que d'identifier et d'égaliser tous les systèmes de communication d'une manière aveugle, dans le cas du signal non gaussien et de bruit additif gaussien.

L'objectif de notre travail, est de chercher une solution efficace de résoudre le problème de transmission des données dans les canaux et éliminer les distorsions introduites par ces derniers. Dans ce cadre, nous nous intéressons à l'exploration des propriétés spéciales offertes par les techniques des cumulants d'ordre supérieur et des filtres adaptatifs, pour développer des algorithmes d'identification et d'égalisation aveugle des canaux des systèmes de communication, ces algorithmes sont applicables aux canaux pratiques sélectifs en fréquence et rapide nommés Broadband Radio Access Network (BRAN) et les canaux de Rayleigh avec l'utilisation du système de 4ème générations MC-CDMA.

Cette thèse est constituée de quatre chapitres que nous décrivons comme suit :

Le premier chapitre présente les outils de base des algorithmes d'identification aveugle des canaux de transmission, à savoir les moments et les cumulants d'ordre supérieur. Nous commençons par une définition générale des signaux aléatoires ainsi que de la fonction de répartition. Nous rappelons les principales définitions des moments, des cumulants et des relations qui permettent d'obtenir les cumulants à partir des moments. Nous donnons aussi, des propriétés et quelques caractéristiques principales des cumulants. Nous décrivons également les estimations des moments et des cumulants, ainsi que les relations qui les lient et les relations des estimations des paramètres du canal.

Le deuxième chapitre présente les algorithmes d'identification aveugle, les relations fondamentales qui existent entre les cumulants et les coefficients de la réponse impulsionnelle du canal et nous proposons deux algorithmes. Par des simulations, nous testons les performances de nos algorithmes proposés en les comparant avec des autres algorithmes. Cette étude, est dans le but d'appliquer ces algorithmes à l'identification aveugle des canaux de transmission avec l'utilisation des systèmes MC-CDMA.

Nous discutons dans le troisième chapitre l'égalisation aveugle des canaux SISO et MIMO. Nous nous intéressons aux algorithmes d'égalisation basés sur les méthodes ZF, MMSE, OSIC, ML et les algorithmes des cumulants, en utilisant le signal de 4ème génération. Premièrement, nous présentons les différents types de systèmes tels que, le système SISO (Single Input Single Output), SIMO (Single Input Multiple Output), MISO (Multiple Output Single Input), MIMO (Multiple Input Multiple Output) et nous faisons une comparaison de capacité de communication de ces systèmes. Deuxièmement, nous appliquons nos algorithmes d'égalisation sur les canaux de BRAN pour le système SISO et les canaux de Rayleigh pour le système MIMO. La partie de simulation permet de simuler les algorithmes que nous avons présenté pour identifier et égaliser les canaux SISO et MIMO, avec application au système de 4ème génération MC-CDMA et d'évaluer leurs performances par les comparant avec des autres algorithmes.

Dans le chapitre quatre, nous introduisons de nouveau concept d'égalisation aveugle des canaux par des algorithmes proposés et des algorithmes de filtre adaptatif, tels que CMA(Constant Modulus Algorithm), FSCMA(Fractional Space CMA) et SKMAA(Sign Kurtosis Maximization Adaptive Algorithm). Dans la simulation, nous évaluons les performances de nos algorithmes en les comparants avec les algorithmes adaptatif qui sont présentés dans la littérature.

# Chapitre 1

## Introduction aux Statistiques d'Ordre Supérieur (SOS)

### 1. Introduction

Les statistiques d'ordre supérieur (SOS) ou (HOS), sont les moments d'ordre supérieur à deux, et certaines combinaisons non linéaires de ces moments appelés **cumulants** ( on les note *cum* tout le long du texte de cette thèse). Elles donnent une description plus complète des données et de leurs propriétés. Les propriétés d'ordre supérieur des signaux aléatoires peuvent être décrites dans le domaine du temps ou dans le domaine des fréquences. Dans le domaine du temps conduit aux multicorrélations, par contre celle dans le domaine des fréquences conduit aux multispectres [2].

Ce chapitre a pour but de donner les définitions et les propriétés nécessaires à l'introduction des HOS, nous allons tout d'abord, présenter les principaux éléments mathématiques de la théorie des statistiques d'ordre supérieur (HOS), qui vont nous servir au développement des algorithmes d'identification aveugle du canal de transmission des données. Premièrement, nous allons donner la définition de système de communication numérique, particulièrement le canal de transmission. Deuxièmement, nous allons discuter les relations qui permettent de développer de nos algorithmes qui sont basés sur les cumulants. Pour cela nous proposons également quelques propriétés caractéristiques des moments, des cumulants et les relations relient les liens, ainsi que les éléments de la théorie de l'estimation des statistiques d'ordre supérieur (les moments et les cumulants). Finalement, nous posons le problème d'estimation des paramètres du canal de transmission à partir de l'estimation des moments et des cumulants.

## 2. Système de Télécommunication

Le système de télécommunication est défini comme la transmission à distance d'informations avec des moyens à base d'électronique, d'informatique et de transmission filaire optique ou électromagnétique. Actuellement, les télécommunications concernent généralement l'utilisation d'équipements électroniques associés à des réseaux analogiques ou numériques comme le téléphone fixe ou mobile, la radio, la télévision ou l'ordinateur. Celles-ci sont également une partie importante de l'économie et font l'objet de régulations au niveau mondial. Les informations peuvent provenir de sources aux capteurs et être transmises par divers supports de transmission (air, lignes "métalliques", fibre optique) vers différents blocs de réception (haut-parleur, écran d'ordinateur ou de portable). Il faut alors adapter le signal initial au canal envisagé, afin de transmettre l'information la plus fidèlement possible tout en optimisant l'utilisation du canal. Le schéma général d'un système de transmission de l'information est représenté par la figure suivante : Le canal de transmission est une abstraction du support ou milieu de transmission.

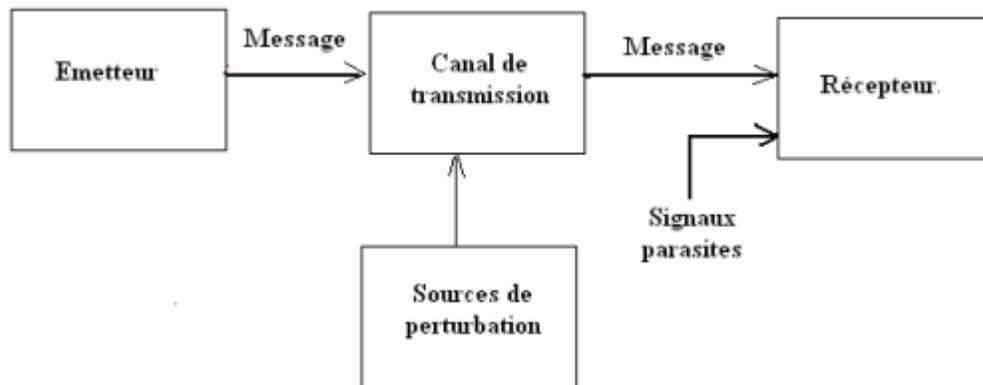


FIGURE 1.1 – Schéma général du système de télécommunication

Tout signal subit des perturbations au cours de son transit dans le canal de transmission : atténuation, ajout de signaux parasites ou bruit, distorsions, etc... de sorte que le signal qui parvient au niveau du récepteur n'est jamais exactement le même que celui qui a été transmis par l'émetteur. De plus, le signal transmis arrive au récepteur après un délai de transmission. Ces deux règles sont un fondement de la science des télécommunications. Pour éliminer les perturbations de canal de transmission, il est nécessaire d'identifier le canal et de le mettre en oeuvre un dispositif d'égalisation. Les méthodes d'identification du canal de transmission sont classées en deux grandes catégories :

- ✓ **Identification semi aveugle** : L'estimation du canal est réalisée non seulement grâce à la séquence d'apprentissage mais aussi grâce aux signaux émis estimés. Elle utilise à la fois des données connues et des données estimées. L'inconvénient de cette approche est que l'estimation du canal influence les erreurs de détection des symboles estimés.

- ✓ **Identification aveugle** : Cette technique répond directement au problème de la perte d'efficacité spectrale. En effet elle ne nécessite aucune séquence d'apprentissage, et par conséquent une augmentation du débit utile à travers le canal de transmission, de plus le caractère aveugle consiste à trouver les coefficients de l'égaliseur seulement à partir de la séquence de sortie et de certaines hypothèses sur le signal d'entrée. C'est pour ces raisons que l'identification aveugle trouve sa motivation.

### 3. Définition de Signal Aléatoire

Un signal aléatoire est un signal dont l'évolution au cours du temps est soumise au hasard et correspond à la manifestation d'une variable aléatoire. Les signaux aléatoires peuvent être classés en deux catégories [3] :

- Signaux aléatoires stationnaires : leurs paramètres statistiques ne dépendent pas de l'origine du temps.
- Signaux aléatoires non stationnaires : leurs paramètres statistiques varient en fonction du temps.

### 4. Variables aléatoires réelles scalaires

Soit  $X$  une variable aléatoire et  $F_X(u)$  est une fonction de répartition de  $X$  qui représente la probabilité d'apparition de la variable aléatoire dans le segment  $]-\infty, u]$ . Lorsque  $X$  admet une densité de probabilité  $P_X(u)$ , alors :

$$dF_X(u) = P_X(u)du \tag{1.1}$$

La densité de probabilité  $P_X(u)$  est positive et a pour somme l'unité. Lorsque la fonction de répartition  $F_X(u)$  est une fonction en escalier, elle n'admet pas de densité au sens des fonctions, mais au sens des distributions. Les moments généralisés de  $X$  sont définis pour toute application réelle  $g$  par :

$$E[g(X)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(u)P_X(u)du \tag{1.2}$$

On utilise souvent des fonctions polynomiales  $g(u)$ , conduisant aux moments de différents ordres, tels que la moyenne ou le moment d'ordre deux. En utilisant des fonctions exponentielles, on associe aux variables aléatoires des fonctions caractéristiques.

## 5. Première Fonction Caractéristique D'une Variable aléatoire

Soit  $X = [x_1, x_2, \dots, x_k]^T$  un vecteur de  $k$  variables aléatoires  $x_i$  réelle, la fonction caractéristique de  $X$  est définie par la relation suivante [4, 5, 6] :

$$\phi_X(V) = E[e^{jXV}] \quad (1.3)$$

où  $j$  désigne la racine de  $-1$ . Lorsque la variable aléatoire  $X$  admet une densité de probabilité  $P_X(u)$ , la première fonction caractéristique  $\phi_X(V)$  est sa transformée de Fourier définie par :

$$\phi_X(V) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{juV} P_X(u) du \quad (1.4)$$

alors la densité de probabilité à partir de la première fonction caractéristique et par transformation de fourier inverse est définie comme suit :

$$P_X(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-jVu} \phi_X(V) dV \quad (1.5)$$

**Remarque :** la fonction caractéristique est continue en tout point et vaut 1 à l'origine. Elle est donc non nulle dans un voisinage de l'origine.

Le développement en série de Taylor à l'ordre  $r$  de la fonction caractéristique  $\phi_X(V)$  connue également sous le nom de fonction génératrice des moments, au voisinage de l'origine, permet d'obtenir les coefficients des moments définis par la relation (1.6) [2,7] :

$$\phi_X(V) = \sum_{0 \leq m \leq r} \frac{j^m}{n_1! n_2! \dots n_k!} Mom(x_1^{n_1}, x_2^{n_2}, \dots, x_k^{n_k}) v_1^{n_1} v_2^{n_2} \dots v_k^{n_k} + o(|V|^r) \quad (1.6)$$

## 6. Seconde fonction caractéristique génératrice des cumulants

La seconde fonction caractéristique génératrice des cumulants est définie comme le logarithme népérien de la première fonction caractéristique  $\phi_X(V)$  définie par la relation (1.3) [2, 8, 9] :

$$\Psi_X(V) = \log(\phi_X(V)) \quad (1.7)$$

cette relation définit la seconde fonction caractéristique.

## 7. Moments et Cumulants

Notons  $\mu_{x_i(m)}$  les moments d'ordre  $m$  des variables aléatoires  $x_i$  qui constituent le vecteur  $X$  qui sont définis par la relation suivante :

$$\mu_{x_i(m)} = E(x_i^m), \quad (1.8)$$

on considère une suite de  $k$  valeurs entières  $(n_1, n_2, \dots, n_k)$ . Le moment d'ordre  $m$  du vecteur  $X$  défini par [8, 10] :

$$Mom(x_1^{n_1}, x_2^{n_2}, \dots, x_k^{n_k}) = E(x_1^{n_1}, x_2^{n_2}, \dots, x_k^{n_k}) \quad (1.9)$$

$$\text{avec } \mu_{x_i(m)} = Mom(x_1^{n_1}, x_2^{n_2}, \dots, x_k^{n_k})$$

et  $\mu'_{x_i(m)}$  les moments centrés définis par :

$$\mu'_{x_i(m)} = E[(x_i - \mu_{x_i(1)})^m], \quad (1.10)$$

Les fonctions caractéristiques décrivent complètement la variable aléatoire à laquelle elles sont associées. En développant  $e^{jVX}$  dans l'expression (1.3) au voisinage de l'origine et en identifiant avec le développement de Taylor de la première fonction caractéristique, on obtient les moments par la relation suivante :

$$\mu_{X(m)} = (-j)^m \frac{d^m \Phi_X(V)}{dV^m} \Big|_{V=0} = E[X^m] \quad (1.11)$$

$$Mom(x_1^{n_1}, x_2^{n_2}, \dots, x_k^{n_k}) = j^{-m} \left[ \left( \frac{\partial}{\partial v_1} \right)^{n_1} \left( \frac{\partial}{\partial v_2} \right)^{n_2} \dots \left( \frac{\partial}{\partial v_k} \right)^{n_k} \phi_X(V) \right]_{V=0} \quad (1.12)$$

Les cumulants d'ordre  $m$  du vecteur  $X$ , sont définis à partir des dérivées de la seconde fonction caractéristique, prises à l'origine

$$Cum_{X(m)} = (-j)^m \frac{d^m \Psi_{X(m)}(V)}{dV^m} \Big|_{V=0} \quad (1.13)$$

$$Cum(x_1^{n_1}, x_2^{n_2}, \dots, x_k^{n_k}) = j^{-m} \left[ \left( \frac{\partial}{\partial v_1} \right)^{n_1} \left( \frac{\partial}{\partial v_2} \right)^{n_2} \dots \left( \frac{\partial}{\partial v_k} \right)^{n_k} \Psi_X(V) \right]_{V=0} \quad (1.14)$$

Les cumulants d'ordre  $m$  peuvent être calculés à partir des moments d'ordre inférieur ou égal à  $m$  [11]. Dans la pratique, les cumulants d'ordre  $m \geq 5$  sont rarement utilisés, pour cette raison nous allons définir seulement les cumulants d'ordre  $m \leq 4$ . Pour les ordres 1 à 4, ces relations sont :

$$\begin{aligned} Cum_{X(1)} &= Mom_{X(1)}, \\ Cum_{X(2)} &= Mom_{X(2)} - Mom_{X(1)}^2, \\ Cum_{X(3)} &= Mom_{X(3)} - 3Mom_{X(1)}Mom_{X(2)} + 2Mom_{X(1)}^3, \\ Cum_{X(4)} &= Mom_{X(4)} - 4Mom_{X(3)}Mom_{X(1)} - 3Mom_{X(2)}^2 + 12Mom_{X(2)}Mom_{X(1)}^2 - 6Mom_{X(1)}^4. \end{aligned}$$

Le cumulants d'ordre 1, représente la moyenne du signal  $X$ . Dans le cas de la variable aléatoire centrées  $Mom_{X(1)} = 0$ , les expressions des cumulants se simplifient à

$$Cum_{X(1)} = 0, \text{ (Variance)}$$

$$Cum_{X(2)} = E[X^2], \text{ (Skewness)}$$

$$Cum_{X(3)} = E[X^3],$$

$$Cum_{X(4)} = E[X^4] - 3E[X^2]^2, \text{ (Kurtosis)}$$

si les variables aléatoires  $X$  est gaussienne de moyenne  $Mom_{X(1)} = \mu$ , la première fonction caractéristique est définie comme suit :

$$\Phi_X(V) = e^{jMom_{X(1)}V - \frac{1}{2}Mom_{X(2)}V^2}, \quad (1.15)$$

ce qui implique que la seconde fonction caractéristique est définie par :

$$\Psi_X(V) = jMom_{X(1)}V - \frac{1}{2}Mom_{X(2)}V^2 \quad (1.16)$$

alors les cumulants d'ordre supérieur à 2 sont tous nuls, pour les variables gaussiennes. Cette propriété caractérise la loi gaussienne[12]. Donc on constate que les variables gaussiennes sont décrits seulement au second ordre. Cette propriété est très intéressante pour identifier un système dont la sortie est perturbée par un bruit de distribution gaussienne car elle assure l'insensibilité théorique des méthodes basées sur les cumulants d'ordre supérieur strictement à deux vis-à-vis de bruits additifs gaussiens [13].

La variance de variable aléatoire  $x_i$  caractérise la puissance de  $x_i$ . Après normalisation, la variable standardisée devient comme suit :

$$\tilde{x}_i = \frac{x_i - \mu}{\sqrt{Cum_{x_i(2)}}} \quad (1.17)$$

On peut déduire les cumulants standardisés qui définissent les cumulants de la variable aléatoire standardisée. Alors le cumulants standardisé d'ordre 3,  $Cum_{x_i(3)} = Cum_{\tilde{x}_i(3)}$  est dénommé l'asymétrie (Skewness), et le cumulants standardisé d'ordre 4,  $Cum_{x_i(4)} = Cum_{\tilde{x}_i(4)}$  définit le facteur d'aplatissement ou Kurtosis. Pour une variable aléatoire  $x_i$  centrée, l'asymétrie et le Kurtosis s'écrit comme suit :

$$Cum_{\tilde{x}_i(3)} = \frac{E[x_i^3]}{E[x_i^2]^{3/2}}, \quad (1.18)$$

$$Cum_{\tilde{x}_i(4)} = \frac{E[x_i^4]}{E[x_i^2]^2} - 3, \quad (1.19)$$

dans le cas des variables aléatoire multidimensionnelles, les cumulants d'ordre 2 sont des grandeurs à deux indices qui peuvent être rangées dans une matrice qui s'appelle la matrice de covariance définie par :

$$\kappa_{Xij} = Cum[x_i, x_j], \quad (1.20)$$

Ainsi, lorsque l'on utilise des vecteurs aléatoires, l'ordre de la statistique correspond au nombre des indices. Par exemple, les cumulants d'ordre 3 et 4 correspond au nombre des indices 3 et 4.

$$\kappa_{Xijk} = Cum[x_i, x_j, x_k] = \kappa_{X(3)} \quad (1.21)$$

$$\kappa_{Xijkh} = Cum[x_i, x_j, x_k, x_h] = \kappa_{X(4)} \quad (1.22)$$

## 8. Relations entre cumulants et moments

A partir de la définition de la seconde fonction caractéristique, il est possible d'écrire les relations générales liant les moments et les cumulants de manière compacte [14, 15]. Les cumulants sont liés aux moments par la formule dite de Leonov et Shirayev (donnée ici à l'ordre  $r$ ) :

$$Cum[x_i, \dots, x_r] = \sum (-1)^{k-1} (k-1)! E[\prod_{i \in v_1} x_i] \cdot E[\prod_{j \in v_2} x_j] \dots E[\prod_{k \in v_p} x_k]. \quad (1.23)$$

Où la sommation s'étend sur tous les ensembles  $\{v_1, v_2, \dots, v_p : 1 \leq p \leq r\}$  et  $k$  le nombre d'élément composant la partition.

Par exemple :

A l'ordre 2, les partitions sont (1,2),(1)(2). Alors, on trouve la formule suivante :

$$Cum[x_1, x_2] = E[x_1 x_2] - E[x_1]E[x_2], \quad (1.24)$$

Cette formule s'appelle la covariance.

A l'ordre 3, les partitions possibles sont (1,2,3), (1)(2,3) et (1)(2)(3), donc le cumulants d'ordre 3 s'écrit comme suit :

$$Cum[x_1, x_2, x_3] = E[x_1x_2x_3] - [3]E[x_1]E[x_2x_3] + 2E[x_1]E[x_2]E[x_3] \quad (1.25)$$

**Remarque** : il existe trois partitions du type (1)(2,3). Ce nombre de partition correspond au nombre qui existe dans la notation crochet ([3]) qui est défini dans la formule (1.25).

A l'ordre 4, on trouve les partitions suivantes :

- (1,2,3,4) au nombre de 1, k-1=0,
- (1)(2,3,4) au nombre de 4, k-1=1,
- (1)(2)(3,4) au nombre de 6, k-1+2,
- (1,2)(3,4) au nombre de 3, k-1=1
- (1)(2)(3)(4) au nombre de 1, k-1=3.

On remarque que le calcul des cumulants d'ordre  $m$  nécessite la connaissance de tous les moments d'ordre inférieur ou égal à  $m$ . De plus, il y a une complexité des expressions, pour cela on suppose que la variable aléatoire est centrée ( $E[x_1] = E[x_2] = E[x_3] = E[x_4] = 0$ ). Alors, on trouve les relations suivantes :

$$Cum[x_i] = 0, \quad (1.26)$$

$$Cum[x_1, x_2] = E[x_1x_2] \quad (1.27)$$

$$Cum[x_1, x_2, x_3] = E[x_1x_2x_3] \quad (1.28)$$

$$Cum[x_1, x_2, x_3, x_4] = E[x_1x_2x_3x_4] - E[x_1x_2]E[x_3x_4] - E[x_2x_4] - E[x_1x_4]E[x_2x_3]. \quad (1.29)$$

## 9. Propriétés des Moments et des Cumulants

Dans ce paragraphe, nous faisons l'étude de quelques propriétés des moments et des cumulants. Il existe plusieurs propriétés, que le lecteur pourra trouver dans [16].

Les moments et les cumulants sont caractérisés par la relation de **multilinéarité**. On considère deux vecteurs aléatoires  $X$  et  $Y$  tel que  $Y = AX$  où  $A$  est une matrice quelconque. Donc les moments et les cumulants de  $Y$  sont des fonctions linéaires de chacune des composantes  $A_{ij}$  par exemple :

$$Cum[Y^i, Y^j, Y^k] = \sum_{a,b,c} A_{ij}A_{jb}A_{kc}Cum[x_a, x_b, x_c] \quad (1.30)$$

Dans le cas scalaire, on a une simple relation d'homogénéité :

$$Cum[(\lambda x)^r] = \lambda^r Cum[x^r] \quad (1.31)$$

Les moments et les cumulants sont additifs :

$$Cum[X + Y] = Cum[X] + Cum[Y] \quad (1.32)$$

En particulier, quelques soient les variables aléatoires  $x, y, z_1, z_2, \dots, z_p$ , réelles, scalaires ou multidimensionnelles independantes ou non, nous avons :

$$Cum[x + y, z_1, z_2, \dots, z_p] = Cum[x, z_1, z_2, \dots, z_p] + Cum[y, z_1, z_2, \dots, z_p] \quad (1.33)$$

$$Cum[\lambda(x + y), z_1, z_2, \dots, z_p] = \lambda Cum[x, z_1, z_2, \dots, z_p] + \lambda Cum[y, z_1, z_2, \dots, z_p] \quad (1.34)$$

## 10. Estimation des Moments et des Cumulants

L'utilisation des statistiques d'ordre supérieur passe par leur estimation. Dans ce paragraphe, nous présentons quelques éléments sur l'estimation essentiellement dans le cas scalaire. Nous supposons que les variables aléatoires sont centrées, lorsque le nombre de données est grand.

### 10.1. Estimation des Moments

Soit  $X = (x_i)_{i=1, \dots, r}$  une variable aléatoire scalaire centrée, représentant  $N$  échantillons d'un signal stationnaire. L'estimateur le plus simple, des moments d'ordre  $r$  est alors

$$\widehat{Mom}_{x(r)} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i \quad (1.35)$$

cet estimateur est évidemment non biaisé, puisque  $E[\widehat{Mom}_{x(r)}] = Mom_{x(r)}$ .

### 10.2. Estimateur des Cumulants

Une présentation détaillée de la théorie de l'estimation des cumulants peut être trouvée dans [11, 16, 17]. Pour estimer un cumulants, il suffit d'utiliser la formule de Leonov et Shirayayev, remplaçant dans cette formule les moments par leurs estimateurs.

L'estimateur de cumulants d'ordre 4 est donné par :

$$\widehat{Cum}_{x(4)} = \widehat{Mom}_{x(4)} - \widehat{Mom}_{x(2)}^2 \quad (1.36)$$

### 10.3. Estimation récursive(adaptative)

Il est possible d'estimer les cumulants sans passer explicitement par l'intermédiaire des moments[18]. L'estimateur de cumulants d'ordre 4 peut s'exprimer par la relation suivante :

$$\widehat{Cum}_{x(4)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x(i)^4 - 3x(i)^2 \widehat{Cum}_{x(2)}] \quad (1.37)$$

avec

$$\widehat{Cum}_{x(2)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i)^2 \quad (1.38)$$

## 11. Multicorrélations et Multispectres

Dans le domaine du temps ou dans le domaine des fréquences, les propriétés d'ordre supérieur des signaux aléatoires peuvent être d'écrites comme les propriétés d'ordre 2. Les signaux aléatoires sont présentés par des moments et des cumulants associés à ces signaux, [que l'on introduira de manière naturelle les multicorrélations et les multispectres (les polyspectres)]. Alors le développement des systèmes numériques conduit à utiliser les signaux discrets obtenus par échantillonnage des signaux à temps continu. Dans ce paragraphe, on va discuter les multicorrélations et les multispectres.

### 11.1. Multicorrélations

Dans les paragraphes précédents, les multicorrélations sont définies à partir des cumulants d'ordre supérieur à 2 [14,19-23].

Soit un signal aléatoire  $x(t)$  à valeurs réelles, la multicorrélation d'ordre  $p$  de  $x(t)$  est le cumulant d'ordre  $p$  des valeurs du signal  $x(t)$  à l'instant  $t_1, t_2, \dots, t_p$

$$C_{x(p)}(t) = Cum[x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_p)] \quad (1.39)$$

avec  $t = (t_1, t_2, \dots, t_p)$

- La corrélation classique (cumulant d'ordre 2 ) est définie par :

$$C_{x(2)}(t_1) = Cum[x(t), x(t - t_1)] \quad (1.40)$$

où  $(t - t_i)$  représente, l'écart de temps.

- La bicorrélation (cumulant d'ordre 3) sera présentée par la relation :

$$C_{x(3)}(t_1, t_2) = Cum[x(t), x(t - t_1), x(t - t_2)] \quad (1.41)$$

- La tricorrélation (cumulant d'ordre 4) est définie par :

$$C_{x(3)}(t_1, t_2, t_3) = Cum[x(t), x(t - t_1), x(t - t_2), x(t - t_3)] \quad (1.42)$$

- La multicorrélation d'ordre  $p$  :

$$C_{x(3)}(t_1, t_2, \dots, t_p) = Cum[x(t), x(t - t_1), x(t - t_2), \dots, x(t - t_p)] \quad (1.43)$$

**Remarque :**

- Si les signaux sont centrés, la corrélation et la bicorrélation s'expriment en fonction des moments :

$$C_{x(2)}(t_1) = E[x(t)x(t - t_1)] \quad (1.44)$$

$$C_{x(3)}(t_1, t_2) = E[x(t)x(t - t_1)x(t - t_2)] \quad (1.45)$$

- La tricorrélation s'exprime en fonction du moment d'ordre 4 et de la corrélation :

$$\begin{aligned} C_{x(4)}(t_1, t_2, t_3) &= E[x(t)x(t - t_1)x(t - t_2)x(t - t_3)] \\ &= C_{x(2)}(t - t_1)C_{x(2)}(t_3 - t_2) \\ &= C_{x(2)}(t - t_2)C_{x(2)}(t_1 - t_3) \\ &= C_{x(2)}(t - t_3)C_{x(2)}(t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (1.46)$$

## 11.2. Multispectres ou Polyspectres

Les multispectres ou polyspectres définissent le cas des signaux aléatoires stationnaires, et obtenus par la transformation de fourier multidimensionnelle des multicorrélations (corrélation d'ordre supérieur). Le polyspectre d'ordre  $p$  existe si la multicorrélation d'ordre  $p$  admet une transformation de fourier à  $p$  dimension au sens des fonctions ou sens des distributions. Alors, le polyspectre d'ordre  $p$  est défini par la relation [14,24] :

$$S_{x(p)}(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{x(p)}(t)e^{-2\pi j\nu^T t} dt. \quad (1.47)$$

avec  $t = (t_1, \dots, t_{p-1})$  et  $\nu = (\nu_1, \dots, \nu_{p-1})$ .

Pour retrouver la multicorrélation à partir du polyspectre on applique la transformation de fourier inverse, et on obtient la relation suivante :

$$C_{x(p)}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{x(p)}(\nu)e^{2\pi j\nu^T t} d\nu. \quad (1.48)$$

**Remarque :** Le signal étant stationnaire, sa multicorrélation ne doit pas dépendre du temps  $t$ . Ce qui implique :

$$\sum_{i=0}^p \nu_i = 0 \quad (1.49)$$

cette relation définit un hyperplan qui s'appelle **multiplicité stationnaire**.

## 11.3. Multicorrélation Symétrique

La multicorrélation d'ordre  $p$  aura  $p!$  points ( $p!$  valeurs égales) dans l'espace des retards, donc :

- Pour  $p = 2$ , on a :

$$C_{x(2)}(\tau_1) = C_{x(2)}(-\tau_1)$$

- Pour  $p = 3$ , il y a  $3! = 6$  valeurs égales.

à l'origine  $t$

$$C_{x(3)}(\tau_1, \tau_2) = C_{x(3)}(\tau_2, \tau_1)$$

à l'origine  $t + \tau_1$

$$C_{x(3)}(\tau_1, \tau_2) = C_{x(3)}(-\tau_1, \tau_2 - \tau_1)$$

$$C_{x(3)}(\tau_1, \tau_2) = C_{x(3)}(\tau_2 - \tau_1, -\tau_1)$$

à l'origine  $t + \tau_2$

$$C_{x(3)}(\tau_1, \tau_2) = C_{x(3)}(-\tau_2, \tau_1 - \tau_2)$$

$$C_{x(3)}(\tau_1, \tau_2) = C_{x(3)}(\tau_1 - \tau_2, -\tau_2)$$

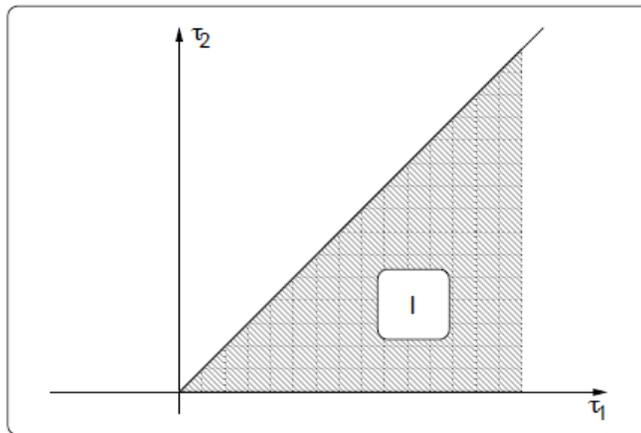


FIGURE 1.2 – Symétries et zone de calcul de la bicorrélation

Alors, dans le plan  $\tau_1$  et  $\tau_2$ , le calcul de la bicorrélation dans tout le plan se déduit de la bicorrélation dans la zone I par différentes symétries (figure 1.2).

## 11.4. Polyspectres symétriques

Comme les multcorrélations, les polyspectres ont des propriétés de symétrie. Donc pour le multispectre d'ordre  $p$ , on a  $p!$  points, dans l'espace des fréquences, où les valeurs sont égales.

$$S_{x(2)}(\nu) = TF(C_{x(2)}(\tau)) = S_{x(2)}(-\nu). \quad (1.50)$$

Donc, il suffit de calculer le spectre uniquement des fréquences positives, puis on déduit celui de celles négatives. Pour le bispectre on a les relations suivantes :

$$\begin{aligned} S_{x(3)}(\nu_1, \nu_2) &= TF(C_{x(3)}(\tau_1, \tau_2)) = S_{x(3)}(\nu_2, \nu_1) \\ &= S_{x(3)}(\nu_1, -\nu_1 - \nu_2) \\ &= S_{x(3)}(-\nu_1 - \nu_2, \nu_1) \\ &= S_{x(3)}(\nu_2, -\nu_1 - \nu_2) \\ &= S_{x(3)}(-\nu_1 - \nu_2, \nu_2) \end{aligned}$$

Il suffit donc de connaître le bispectre sur le domaine I pour le connaître partout (figure 1.3)

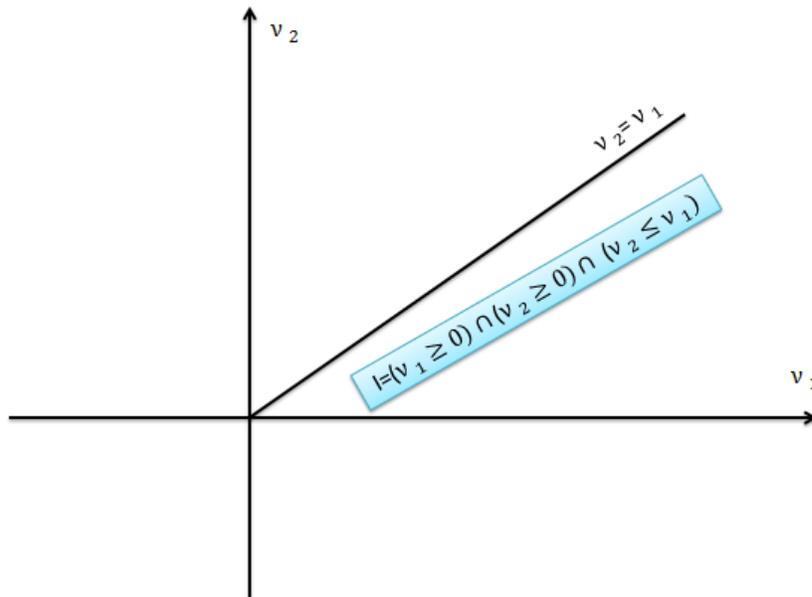


FIGURE 1.3 – Symétries et zone de calcul du bispectre

## 11.5. Interprétation des polyspectres

L'interprétation "physique" des spectres est classique : ils décrivent la répartition de la puissance du signal en fonction de la fréquence. Les polyspectres quant à eux donnent une description des relations statistiques existantes entre les composantes du signal étudié à différentes

fréquences. De plus, l'interprétation dans le domaine des fréquences des statistiques d'ordre supérieur est très utile, il existe plusieurs résultats, qui s'énoncent simplement dans ce domaine et on rejoint un champ d'application important de l'identification (et de la déconvolution) aveugle en traitement d'image.

## 12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté premièrement la définition d'un système de télécommunication, ainsi que la définition d'un signal aléatoire et sa fonction de répartition. Puis, nous avons discuté les principales caractéristiques des moments, des cumulants, des processus aléatoires et leurs propriétés qui montrent le grand intérêt qu'elles représentent dans le traitement des signaux non Gaussiens et en présence des bruits additifs Gaussiens blancs ou colorés. L'utilisation des SOS permet de conduire à une analyse plus fine des signaux, i.e. estimation à la fois de la phase et du module des systèmes en ajoutant aussi les différentes dépendances qui existent entre les différents échantillons du signal. Dans la fin de ce chapitre, nous avons étudié l'estimation des moments et des cumulants et nous avons présenté brièvement la définition de multicorrélation et de multispectre.

# Chapitre 2

## Estimation et Identification Aveugle des Paramètres des Canaux

### 1. Introduction

L'identification aveugle (modélisation) des canaux de transmission à phase minimale et non minimale (NMP), joue un rôle important dans les systèmes non gaussiens à RIF. Les cumulants d'ordre supérieur, monodimensionnel ou multidimensionnel, sont utilisés pour développer des algorithmes qui permettent d'identifier les canaux de transmission radio mobile. Il existe plusieurs algorithmes pour estimer les coefficients  $h(i)$  de la réponse impulsionnelle du canal de transmission radio mobile qui ont été proposés dans la littérature qui sont basés sur l'algèbre linéaire et qui utilisent une combinaison des équations des cumulants de différents ordres [25-33].

Dans ce chapitre nous décrivons le modèle utilisé et ses hypothèses avec les relations fondamentales sur lesquelles sont basées les algorithmes d'identification aveugle. Ensuite, nous présentons deux algorithmes : le premier basé sur les cumulants d'ordre 3 et le deuxième basé sur les cumulants d'ordre 4 qui seront comparés avec deux autres algorithmes proposés dans la littérature[14,36]. A la fin de ce chapitre, nous analysons les performances de nos algorithmes.

### 2. Systèmes et Hypothèses

Présentons les systèmes linéaires et stationnaires qui sont à la base des représentations "systémiques" des signaux [37,38] : La relation entre l'entrée  $x$  et la sortie  $y$ , pour un système linéaire et stationnaire, est une convolution entre la réponse impulsionnelle  $h(i)$  et l'excitation  $x$  du système. Si le nombre d'échantillons de la réponse impulsionnelle est fini, le système est dit à RIF.

Soit :

$$\begin{aligned}
 y(n) &= h(n).x(n) \\
 &= \sum_p h(n-p).x(p) \\
 &= \sum_p h(p).x(n-p)
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

où  $h(p) = [h(1), h(2), \dots, h(p)]$  représente, les paramètres du canal de transmission. La figure (2.1) représente un modèle du système à RIF. Si la sortie  $y(n)$  du système est bruitée par un

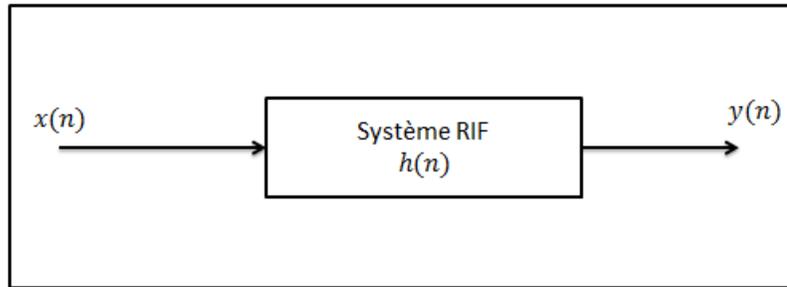


FIGURE 2.1 – Modèle du système à RIF

bruit  $v(n)$  Gaussien ou coloré (voir figure 2.2), la sortie  $s(n)$  du système est donnée par la relation suivante :

$$s(n) = y(n) + v(n) \tag{2.2}$$

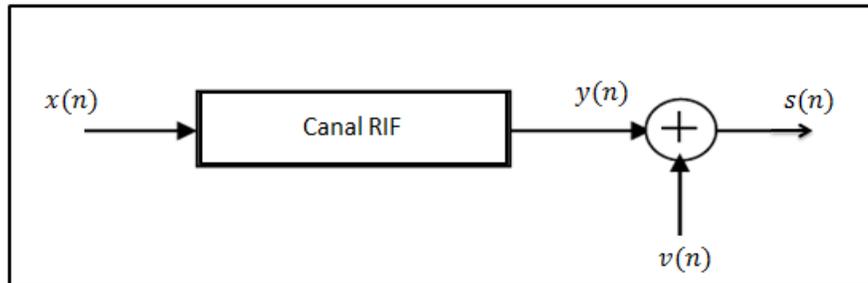


FIGURE 2.2 – Modèle du canal à RIF bruité

**Hypothèses :**

Pour simplifier le développement des algorithmes proposés on considère que :

- ✓ La séquence d'entrée  $x(n)$  est indépendante et identiquement distribuée (i.i.d), de moyenne nulle et non Gaussienne.
- ✓ Le système est causal et tronqué, c-à-d  $h(n) = 0$  pour  $n \leq 0$  et  $n \geq p$ .
- ✓ On suppose que l'ordre  $p$  du système est connu, même si on peut le calculer à l'aide des connaissances à priori [32].
- ✓ Le bruit  $v(n)$  est supposé de moyenne nulle, i.i.d, Gaussien et indépendant de  $x(n)$  et de variance inconnue.

### 3. Relation de base des algorithmes proposés

Dans ce paragraphe, nous présentons les relations fondamentales pour le développement des algorithmes proposés qui sont basés sur l'algèbre linéaire. Le cumulante d'ordre  $m$  de la sortie du système peut être exprimé comme une fonction des coefficients de la réponse impulsionnelle  $h(i)$  par [32] :

$$C_{y(m)}(t_1, t_2, \dots, t_{m-1}) = C_{x(m)} \sum_{i=0}^q h(i)h(i+t_1)\dots h(i+t_m) \quad (2.3)$$

cette relation représente la relation de Brillinger-Rosenblatt.  $C_{x(m)}$  est le cumulante d'ordre  $m$  à l'origine de la séquence d'entrée. Cette relation est très utile pour le développement des algorithmes proposés dans la littérature.

- Pour  $m = 2$ , le cumulante d'ordre 2 (fonction d'autocorrélation), on a la relation suivante :

$$C_{y(2)}(t_1) = C_{x(2)} \sum_{i=0}^q h(i)h(i+t_1) \quad (2.4)$$

avec  $C_{x(2)} \equiv \sigma_x^2$ , représente la variance de la séquence d'entrée  $x(n)$ .

- Pour  $m = 3$ , le cumulante d'ordre 3 (bicorrélation), est donné par :

$$C_{y(3)}(t_1, t_2) = C_{x(3)} \sum_{i=0}^q h(i)h(i+t_1)h(i+t_2) \quad (2.5)$$

- Pour  $m = 4$ , le cumulante d'ordre 4 (tricorrélation), est défini par l'équation suivante :

$$C_{y(4)}(t_1, t_2, t_3) = C_{x(4)} \sum_{i=0}^q h(i)h(i+t_1)h(i+t_2)h(i+t_3) \quad (2.6)$$

### 4. Relation de Peyre

La relation qui lie le cumulante d'ordre  $m$  et le cumulante d'ordre  $n$ , tel que  $m < n$  et  $(n, m) \in N^*$ , aux coefficients de la réponse impulsionnelle  $h(q)$  à la séquence de sortie non

mesurable du système s'appelle relation de Peyre [40] définie par :

$$\sum_{j=0}^q h(j)C_{y(n)}(j+t_1, j+t_2, \dots, j+t_{m-1}, t_m, \dots, t_{n-1}) = \frac{C_{x(n)}}{C_{y(n)}} \sum_i^q h(i) \left[ \prod_{k=m}^{n-1} h(i+t_k) \right] C_{y(m)}(i+t_1, \dots, i+t_{m-1}) \quad (2.7)$$

Si on pose  $\varepsilon_{(n)(m)} = \frac{C_{x(n)}}{C_{y(m)}}$ , la relation (2.7) devient :

$$\sum_{j=0}^q h(j)C_{y(n)}(j+t_1, j+t_2, \dots, j+t_{m-1}, t_m, \dots, t_{n-1}) = \varepsilon \sum_i^q h(i) \left[ \prod_{k=m}^{n-1} h(i+t_k) \right] C_{y(m)}(i+t_1, \dots, i+t_{m-1}) \quad (2.8)$$

**Remarques :**

- Si  $n = 4$  et  $m = 3$ , dans l'équation (2.8) on trouve l'équation de base des méthodes développées dans [41,42].
- Si  $n = 3$  et  $m = 2$  dans l'équation (2.8) on trouve l'équation de base des méthodes développées dans [32].

## 4.1. Relation de Stogioglou et McLaughlin

Dans le cas des cumulants de même ordre  $n = m$  de la séquence de sortie  $y(q)$  du système, les chercheurs Stogioglou et McLaughlin [18] ont développés une relation qui lie ces cumulants définie par :

$$\sum_{j=0}^q h(j) \left[ \prod_{k=1}^r h(j+t_k) \right] C_{y(m)}(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_r, j+\alpha_1, \dots, \alpha_{n-r-1}) = \sum_{i=0}^q h(i) \left[ \prod_{k=1}^r h(i+\beta_k) \right] C_{y(m)}(t_1, \dots, t_r, i+\alpha_1, \dots, i+\alpha_{n-r-1}) \quad (2.9)$$

avec  $1 \leq r \leq m - 2$ .

- Si on donne à  $m = 3$  et  $r = 1$ , alors l'équation (2.9) devient :

$$\sum_{j=0}^q h(j)h(j+t_1)C_{y(3)}(\beta_1, j+\alpha_1) = \sum_{i=0}^q h(i)h(i+\beta_1)C_{y(3)}(t_1, i+\alpha_1) \quad (2.10)$$

- Si on donne à  $m = 4$  et  $r = 2$ , on a l'équation suivante :

$$\sum_{j=0}^q h(j)h(j+t_1)h(j+t_2)C_{y(4)}(\beta_1, \beta_2, j+\alpha_1) = \sum_{i=0}^q h(i)h(i+\beta_1)h(i+\beta_2)C_{y(4)}(t_1, t_2, i+\alpha_1) \quad (2.11)$$

## 5. Algorithmes basés sur les Cumulants

### 5.1. Algorithme basé sur le cumulants d'ordre 3 (Alg1)[34,35,42]

A partir de l'équation (2.10), si nous supposons que  $t_1 = q$ ,  $j = 0$  et  $\beta_1 = 0$ , alors on a l'équation suivante :

$$h(0)h(q)C_{y(3)}(0, \alpha_1) = \sum_{i=0}^q h(i)^2 C_{y(3)}(q, i + \alpha_1) \quad (2.12)$$

avec :

$$-q \leq \alpha_1 \leq q \quad (2.13)$$

A partir des equations (2.12) et (2.13), si  $h(0) = 1$ , on trouve l'équation suivante :

$$h(q)C_{y(3)}(\alpha_1) = \sum_{i=0}^q h^2(i)C_{y(3)}(q, i + \alpha_1) \quad (2.14)$$

Donc le système d'équation mis sous forme matricielle est donné par :

$$\begin{pmatrix} C_{y(3)}(q, -q) & \dots & C_{y(3)}(q, 0) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ C_{y(3)}(q, 0) & \dots & C_{y(3)}(q, q) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ C_{y(3)}(q, q) & \dots & C_{y(3)}(q, 2q) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{h(q)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{h^2(i)}{h(q)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{h^2(q)}{h(q)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{y(3)}(0, -q) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{y(3)}(0, 0) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{y(3)}(0, q) \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

ou sous forme plus compact :

$$M\hat{b}_q = d \quad (2.16)$$

$M$ ,  $\hat{b}_q$  et  $d$  sont définis dans le système d'équation (2.15). La solution au sens des moindres carrées (Least Square) du système (2.16) est donnée par :

$$\hat{b}_q = (M^T M)^{-1} M^T d \quad (2.17)$$

Cette solution donne une estimation du quotient des paramètres  $h^2(i)$  et  $h(q)$ , c-à-d,  $\hat{b}_q(i) = \frac{h^2(i)}{h(q)}$ ,  $i = 1, \dots, q$ .

Pour estimer les paramètres  $\hat{h}(i)$ ,  $i = 1, \dots, q$  on a la procédure suivante :

- Les paramètres  $h(i)$ ,  $i = 1, \dots, q - 1$ , sont estimés à partir des estimations des valeurs de  $\hat{b}_q(i)$ , avec l'utilisation de l'équation suivante :

$$\hat{h}(i) = \text{sign}[\hat{b}_q(i) \times \hat{b}_q(q)] \text{abs}\{\hat{b}_q(i) \times (\hat{b}_q(q))\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.18)$$

$$\text{avec } \text{sign}(a) = \begin{cases} 1, & a > 0; \\ 0, & a = 0; \\ -1, & a < 0. \end{cases}$$

et  $\text{abs}(a) = |a|$  indique la valeur absolue de  $a$ .

- Le paramètre  $\hat{h}(q)$  est estimé comme suit :

$$\hat{h}(q) = \text{sign}[\hat{b}_q(q)] \left\{ \text{abs}(\hat{b}_q(q)) + \frac{1}{\hat{b}_q(1)} \right\}. \quad (2.19)$$

## 5.2. Algorithme basé sur le cumulants d'ordre 4 (Alg2)[34,35,42]

A partir de l'équation (2.11) et si nous supposons que  $t_1 = t_2 = q$ ,  $j = 0$  et  $\beta_1 = \beta_2 = 0$ , alors on a l'équation suivante :

$$h(0)h^2(q)C_{y(4)}(0, 0, \alpha_1) = \sum_{i=0}^q h(i)^3 C_{y(4)}(q, q, i + \alpha_1) \quad (2.20)$$

Comme le système à RIF, est supposé causal avec un ordre  $q$ , donc le  $i + \alpha_1$  sera nécessairement dans l'intervalle  $[0, q]$ . Alors, pour déterminer l'intervalle de variation du paramètre  $\alpha_1$  nous suivons la procédure suivante :

on a  $0 \leq i + \alpha_1 \leq q \Rightarrow -i \leq \alpha_1 \leq q - j$  et nous avons  $0 \leq i \leq q$ . A partir de ces deux équations nous obtenons l'équation suivante :

$$-q \leq \alpha_1 \leq q \quad (2.21)$$

A partir des équation (2.20) et (2.21), si  $h(0) = 1$ , on trouve l'équation suivante :

$$h(0)h^2(q)C_{y(4)}(0, 0, \alpha_1) = \sum_{i=0}^q h^3(i)C_{y(4)}(q, q, i + \alpha_1) \quad (2.22)$$

donc le système d'équation mis sous forme matricielle est donné par :

$$\begin{pmatrix} C_{y(4)}(q, q, -q) & \dots & C_{y(4)}(q, q, 0) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ C_{y(4)}(q, q, 0) & \dots & C_{y(4)}(q, q, q) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ C_{y(4)}(q, q, q) & \dots & C_{y(4)}(q, q, 2q) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{h^2(q)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{h^3(i)}{h^2(q)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{h^3(q)}{h^2(q)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{y(4)}(0, 0, -q) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{y(4)}(0, 0, 0) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{y(4)}(0, 0, q) \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

Si on considère que  $h(q) \neq 0$  et que le cumulants  $C_{y(4)}(t_1, \dots, t_{k-4}) = 0$  et si  $t_k > q$  avec  $k = 1, \dots, 4$ . Le système d'équations (2.22) s'écrira sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & C_{y(4)}(q, q, 0) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ C_{y(4)}(q, q, 0) & \dots & C_{y(4)}(q, q, q) & \cdot \\ \cdot & \cdot & 0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ C_{y(4)}(q, q, q) & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{h^2(q)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{h^3(i)}{h^2(q)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{h^3(q)}{h^2(q)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{y(4)}(0, 0, -q) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{y(4)}(0, 0, 0) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{y(4)}(0, 0, q) \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

où sous forme plus compact :

$$M\hat{b}_q = d \quad (2.25)$$

$M$ ,  $\hat{b}_q$  et  $d$ , sont définis dans le système d'équation (2.24).

La solution au sens des moindres carrés (LS) du système (2.25) est donnée par :

$$\hat{b}_q = (M^T M)^{-1} M^T d \quad (2.26)$$

Cette solution donne une estimation du quotient des paramètres  $h^3(i)$  et  $h^2(q)$ , c-à-d  $\hat{b}_q(i) = \frac{\hat{h}^3(i)}{\hat{h}^2(q)}$ ,  $i = 1, \dots, q$ .

Pour estimer les paramètres  $\hat{h}(i)$ ,  $i = 1, \dots, q$  on procède de la façon suivante :

- Les paramètres  $\hat{h}(i)$ ,  $i = 1, \dots, q - 1$ , sont estimés à partir des estimations des valeurs de  $\hat{b}_q(i)$ , avec l'utilisation de l'équation suivante :

$$\hat{h}(i) = \text{sign}[\hat{b}_q(i) \times (\hat{b}_q(q))^2] \text{abs}\{(\hat{b}_q(i)) \times (\hat{b}_q(q))^2\}^{\frac{1}{3}} \quad (2.27)$$

- Le paramètre  $\hat{h}(q)$  est estimé comme suit :

$$\hat{h}(q) = \frac{1}{2} \text{sign}[\hat{b}_q(q)] \left\{ \text{abs}(\hat{b}_q(q)) + \left(\frac{1}{\hat{b}_q(1)}\right) \frac{1}{2} \right\}. \quad (2.28)$$

## 6. Algorithmes Proposés

La sortie d'un système est modélisée par la sortie d'un système linéaire excité par une entrée non observable. Soient  $h(i)$  la réponse impulsionnelle d'un système que nous cherchons à identifier l'entrée  $x(n)$ , un bruit blanc, alors la sortie  $y(n)$  définie par la relation suivante :

$$y(n) = \sum_{i=0}^q h(i)x(n-i) \quad (2.29)$$

Soit  $s(n)$ , la sortie d'un système affectée par un bruit Gaussien  $v(n)$  de moyenne nulle.

$$s(n) = y(n) + v(n) \quad (2.30)$$

La diagonale de la multicorrélation d'ordre  $r$  de  $y(n)$  est définie par :

$$\begin{aligned} C_{y,r} &= Cum\{y(n), y(n+1), y(n+2), \dots, y(n+k)\} \\ &= Cum\left\{\sum_{i=0}^q h(i)x(n-i) \sum_{j=0}^q h(j)x(n+k-j)\right\} \\ &= Cum\left\{\sum_{i=0}^q \sum_{j=0}^q h(i)h(j)x(n-i)x(n+k-j)\right\} \\ &= \sum_{i=0}^q \sum_{j=0}^q h(i)h(j)Cum\{x(n-i)x(n+k-j)\} \\ &= \sum_{i=0}^q \sum_{j=0}^q h(i)h^{r-1}(j+k)C_{x,r}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

avec  $C_{x,r}$  étant la valeur de la multicorrélation d'ordre  $r$  de  $x(n)$  à l'origine. En particulier :

- Pour  $r = 2$ , le cumulante d'ordre 2 de sortie du système est donné par :

$$C_{y,2}(k) = C_{x,2} \sum_{n=0}^q h(n)h(n+k) \quad (2.32)$$

- Pour  $r = 3$ , le cumulante d'ordre 3 de sortie du système :

$$C_{y,3}(k) = C_{x,3} \sum_{n=0}^q h(n)h^2(n+k) \quad (2.33)$$

- Pour  $r = 4$ , le cumulante d'ordre 4 de sortie  $y(n)$  est donné par :

$$C_{y,4}(k) = C_{x,4} \sum_{n=0}^q h(n)h^3(n+k) \quad (2.34)$$

Le spectre diagonale d'ordre  $r$  de  $y(n)$  est donné par :

$$\begin{aligned} S_{y,r}(w) &= TF\{C_{y,r}(k)\} \\ &= C_{x,r} \sum_{n=0}^q \sum_k h(n)h^{r-1}(n+k)(-w). \end{aligned} \quad (2.35)$$

Soit  $H(w)$ , la transformation de Fourier de la réponse impulsionnelle  $h(n)$ , on a

$$H(w) = TF\{h^{r-1}(n)\}. \quad (2.36)$$

Alors, le spectre diagonale d'ordre  $r$  de  $y(n)$  devient :

$$S_{y,r}(w) = C_{x,r}H(w)H^{r-1}(-w) \quad (2.37)$$

### 6.1. Premier Algorithme Proposé (AlgSSB1)[34,35,42]

A partir de l'équation (2.37), et pour  $r = 2$ , le spectre de  $y(n)$  d'ordre 2 est donné par :

$$S_{y,2}(w) = C_{x,2}H(w)H(-w) \quad (2.38)$$

pour  $r = 3$ , le spectre  $S_{y,3}$  est donné par :

$$S_{y,3}(w) = C_{x,3}H(w)H^2(-w) \quad (2.39)$$

Si on suppose que

$$w = \sum_{i=1}^{r-1} w_i,$$

alors on a

$$S_{y,2}(w_1 + w_2) = C_{x,2}H(w_1 + w_2)H(-w_1 - w_2) \quad (2.40)$$

et

$$S_{y,3}(w_1, w_2) = C_{x,3}H(w_1)H(w_2)H^2(-w_1 - w_2) \quad (2.41)$$

A partir des équations (2.40) et (2.41), nous obtenons l'équation suivante :

$$S_{y,3}(w_1, w_2)H(w_1 + w_2) = \frac{C_{x,3}}{C_{x,2}}H(w_1)H(w_2)S_{y,2}(w_1 + w_2) \quad (2.42)$$

On pose  $\eta_{3,2} = \frac{C_{x,3}}{C_{x,2}}$ , le quotient de cumulants d'entrée et de cumulants de sortie, l'équation (2.42) devient :

$$S_{y,3}(w_1, w_2)H(w_1 + w_2) = \eta_{3,2}H(w_1)H(w_2)S_{y,2}(w_1 + w_2) \quad (2.43)$$

La transformation de Fourier inverse (TFI) de l'équation (2.43) donne :

$$\sum_{n=0}^q h(n)C_{y,3}(k-n) = \eta_{3,2} \left[ \sum_{n=0}^q h^2(n)C_{y,2}(k-n) \right] \quad (2.44)$$

Pour  $n = 0$  et  $k = -q$ , on a l'équation suivante :

$$h(0)C_{y,3}(-q, -q) = \eta_{3,2}h^2(0)C_{y,2}(-q) \quad (2.45)$$

si  $h(0) = 1$  et  $C_{y,3}(k) = C_{y,3}(k, k)$ , alors :

$$C_{y,3}(-q, -q) = \eta_{3,2}C_{y,2}(-q) \quad (2.46)$$

l'équation (2.44) devient :

$$\sum_{n=1}^q C_{y,3}(k-n, k-n) = \sum_{n=1}^q h(n)C_{y,3}(k-n, k-n) \quad (2.47)$$

donc pour  $k = -q, \dots, 0, \dots, 2q$ , on peut construire le système sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 & \begin{pmatrix} C_{y,3}(-q-1, -q-1) & \dots & C_{y,3}(-2q, -2q) \\ C_{y,3}(-q-1, -q) - C_{y,3}(-q, -q) & \dots & C_{y,3}(-2q, -2q+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{y,3}(-q-1, -1) & \dots & C_{y(4)}(-2q, -q) - C_{y,3}(-q, -q) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h(1) \\ \vdots \\ h(q) \end{pmatrix} \\
 & = \begin{pmatrix} 0 \\ -C_{y,3}(-q, -q+1) \\ \vdots \\ -C_{y,3}(-q, 0) \end{pmatrix} \quad (2.48)
 \end{aligned}$$

On peut construire le système linéaire suivant :

$$M_1 h_1 = d_1 \quad (2.49)$$

dans cette relation :

-  $h_1 = [h(1), \dots, h(q)]^T$ , le vecteur des paramètres du système quadratique diagonal de dimension  $(q \times 1)$ , que nous cherchons à estimer d'une manière aveugle.

-  $M_1$  est une matrice de dimension  $((q+1) \times q)$ .

-  $d_1 = [0, -C_{y,3}(-q, -q+1), \dots, -C_{y,3}(-q, 0)]^T$ , le vecteur de dimension  $((q+1) \times 1)$ .

La solution au sens des moindres carrées (LS) du système d'équation (2.49) est écrite sous la forme suivante :

$$h_1 = (M_1^T M_1)^{-1} M_1^T d_1 \quad (2.50)$$

## 6.2. Deuxième Algorithme Proposé (AlgSSB2)[34,35,42]

A partir de l'équation (2.37) et pour  $r = 4$ , le spectre de sortie du système quadratique diagonal d'ordre 4 est donné par :

$$S_{y,4}(w) = C_{x,4} H^3(w) H(-w) \quad (2.51)$$

alors :

$$S_{y,4}(w_1, w_2, w_3) = C_{x,4} H(w_1) H(w_2) H(w_3) H(-w_1 - w_2 - w_3) \quad (2.52)$$

De la même manière que nous avons procédé dans les étapes de l'AlgSSB1, on a l'équation suivante :

$$S_{y,4}(w_1, w_2, w_3) H(w_1 + w_2 + w_3) = \eta_{4,2} H(w_1) H(w_2) H(w_3) S_{y,2}(w_1 + w_2 + w_3) \quad (2.53)$$

avec  $\eta_{4,2} = \frac{C_{x,4}}{C_{x,2}}$

La transformation de Fourier inverse (TFI) de l'équation (2.53) donne la relation qui lie les paramètres du système quadratique diagonal et les cumulants d'ordre 2 et 4 :

$$\sum_{n=0}^q h(n)C_{y,4}(k-n, k-n, k-n) = \eta_{4,2} \left[ \sum_{n=0}^q h^3(n)C_{y,2}(k-n) \right] \quad (2.54)$$

Pour  $n = 0$ , et  $k = -q$ , on a l'équation suivante :

$$h(0)C_{y,4}(-q, -q, -q) = \eta_{4,2}h^3(0)C_{y,2}(-q) \quad (2.55)$$

A partir des équations (2.54) et (2.55), on obtient une équation linéaire simple basée sur les cumulants d'ordre 4 :

$$\sum_{n=1}^q C_{y,4}(k-n, k-n, k-n) = \sum_{n=1}^q h(n)C_{y,4}(k-n, k-n, k-n) \quad (2.56)$$

A partir de l'équation (2.56), pour  $k = -q, \dots, 0, \dots, 2q$ , on a le système sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} C_{y,4}(-q-1, -q-1, -q-1) & \dots & C_{y,4}(-2q, -2q, -2q) \\ C_{y,4}(-q-1, -q-1, -q) - C_{y,4}(-q, -q, -q) & \dots & C_{y,4}(-2q, -2q, -2q+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{y,4}(-q-1, -q-1, -1) & \dots & C_{y,4}(-2q, -2q, -q) - C_{y,4}(-q, -q, -q) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h(1) \\ \vdots \\ \vdots \\ h(q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -C_{y,4}(-q, -q, -q+1) \\ \vdots \\ -C_{y,4}(-q, -q, 0) \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

Donc, on peut construire le système linéaire suivant :

$$M_2 h_2 = d_2 \quad (2.58)$$

dans cette relation on a :

-  $h_2 = [h(1), \dots, h(q)]^T$ , le vecteur des paramètres du système quadratique diagonal de dimension  $(q \times 1)$ , que nous cherchons à estimer d'une manière totalement aveugle.

-  $M_2$  est une matrice de dimension  $((q+1) \times q)$ .

-  $d_2 = [0, -C_{y,4}(-q, -q, -q+1), \dots, -C_{y,4}(-q, -q, 0)]^T$ , le vecteur de dimension  $((q+1) \times 1)$ .

La solution au sens des moindres carrés (LS) du système d'équation (2.58), est écrite sous la forme suivante :

$$h_2 = (M_2^T M_2)^{-1} M_2^T d_2 \quad (2.59)$$

## 7. Résultats de simulation des algorithmes proposés

### 7.1. Performance des algorithmes proposés de l'estimation et de l'identification aveugle

Dans cette partie, nous testons la performance des algorithmes proposés pour l'estimation et l'identification aveugle des canaux de transmission. Nous considérons quelques types des canaux radio mobile, tels que les canaux BRAN et Proakis, la sortie du canal est bruitée par un bruit Gaussien, on peut définir le rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio (SNR)) et l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) (Mean Square Erreur (MSE)), qui donne la qualité des paramètres estimés par les deux relations suivantes :

$$SNR = 10 \log \left( \frac{\sigma_y^2(k)}{\sigma_w^2(k)} \right) \quad (2.60)$$

$$EQM = \frac{1}{q} \sum_{i=0}^q |h(i) - \hat{h}(i)|^2 \quad (2.61)$$

#### 1. Dans un milieu sans bruit

La table (2.1) regroupe les résultats de la simulation de l'estimation des paramètres du canal radio mobile Proakis B [43] dans un milieu sans bruit avec 1024 échantillons.

TABLE 2.1 – Estimation des paramètres du canal Proakis B dans un milieu sans bruit.

Algorithmes	$\hat{h}(1)$	$\hat{h}(2)$	$\hat{h}(3)$	EQM
Alg1	0.3887	0.8002	0.4765	0.0760
Alg2	0.3789	0.7869	0.3998	0.0667
AlgSSB1	0.3997	0.8082	0.4286	0.0630
AlgSSB2	0.3701	0.8381	0.4229	0.0463
Paramètres	0.407	0.815	0.407	
Réels				

A partir de la table (2.1) nous constatons que :

- Tous les algorithmes proposés donnent une bonne estimation des paramètres du canal Proakis B.
- Les écarts types sont acceptables, parce que nous n'avons pas utilisés un grand nombre d'échantillons (N=1024).
- Tous ces algorithmes sont capables d'estimer les paramètres du canal Proakis B car ils sont basés sur les cumulants d'ordre supérieur qui sont sensibles à la phase du canal. Cette propriété est très importante dans les transmissions de données. La figure 2.3, représente l'identification

de l'amplitude et de la phase du canal Proakis B par les algorithmes proposés dans un milieu sans bruit avec un nombre d'échantillons  $N = 1024$ , on remarque que les algorithmes proposés donnent une bonne identification de l'amplitude et de la phase du canal.

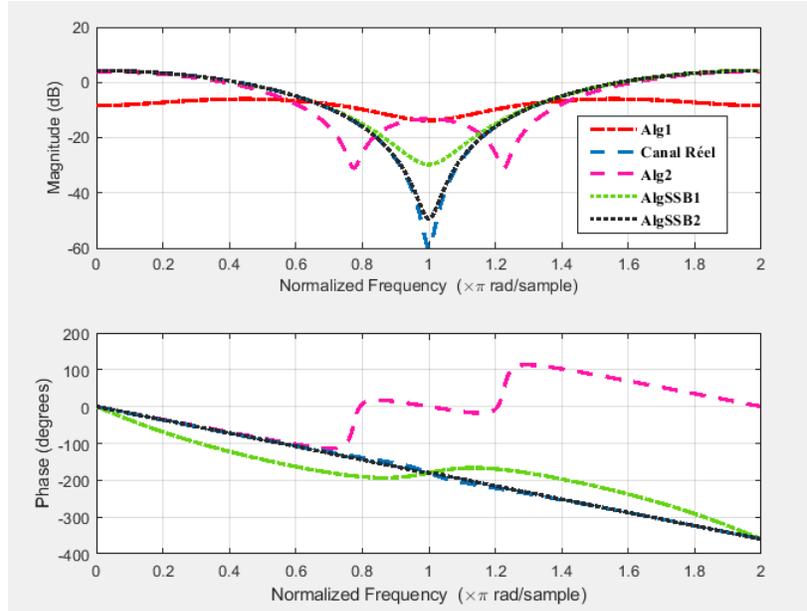


FIGURE 2.3 – Identification aveugle de l'amplitude et de la phase du canal Proakis B dans un milieu sans bruit

## 2. Dans un milieu bruité

Dans cette partie, nous avons représenté d'estimation des canaux Prokis B, BRAN A [23,24] en présence d'un bruit Gaussien pour les SNR=16dB et 0dB.

TABLE 2.2 – Estimation aveugle des paramètres du canal Proakis B dans un milieu bruité.

SNR	Algorithmes	$\hat{h}(1)$	$\hat{h}(2)$	$\hat{h}(3)$	EQM
0dB	Alg1	-0.1816	0.1849	0.2043	2.9375
	Alg2	0.4383	0.6983	0.6086	0.2717
	AlgSSB1	0.4306	0.8051	0.4013	0.0783
	AlgSSB2	0.4213	0.8134	0.4011	0.0144
16dB	Alg1	-0.15650	0.2930	0.2445	2.4863
	Alg2	0.4723	0.6833	0.4295	0.1922
	AlgSSB1	0.4040	0.8226	0.4001	0.0142
	AlgSSB2	0.4053	0.8165	0.4078	0.0018
	Paramètres	0.407	0.815	0.407	
	Réels				

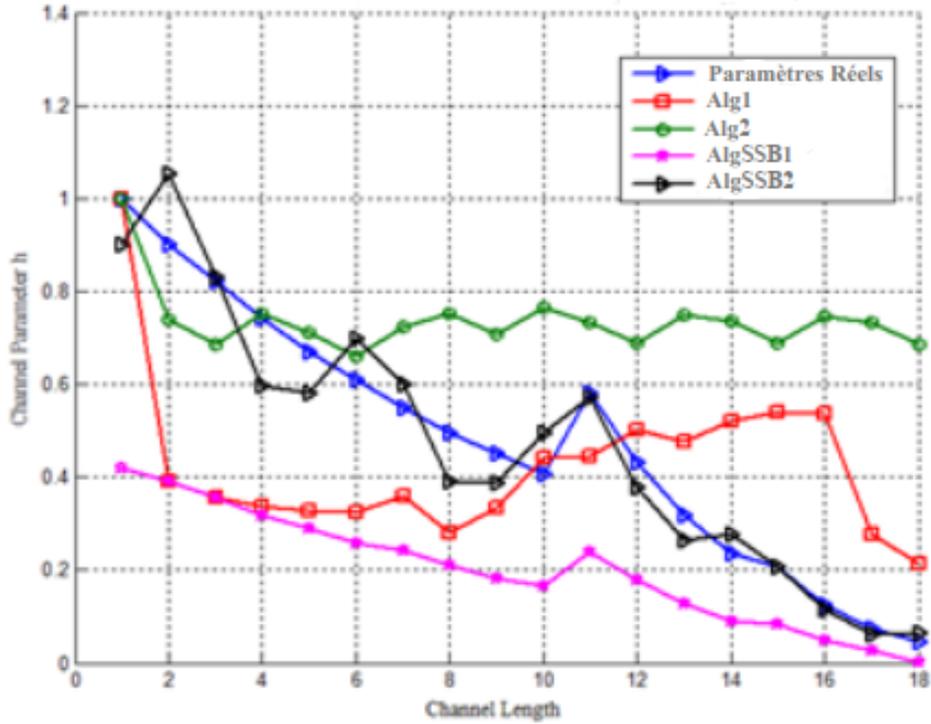


FIGURE 2.4 – Estimation aveugle des paramètres du canal BRAN A dans un milieu bruité.

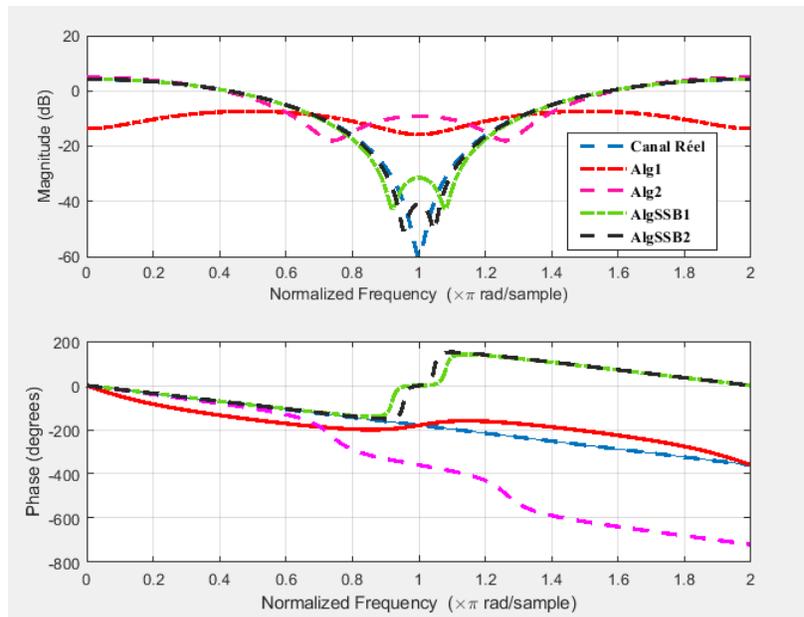


FIGURE 2.5 – Identification aveugle du canal Proakis B dans un milieu bruité.

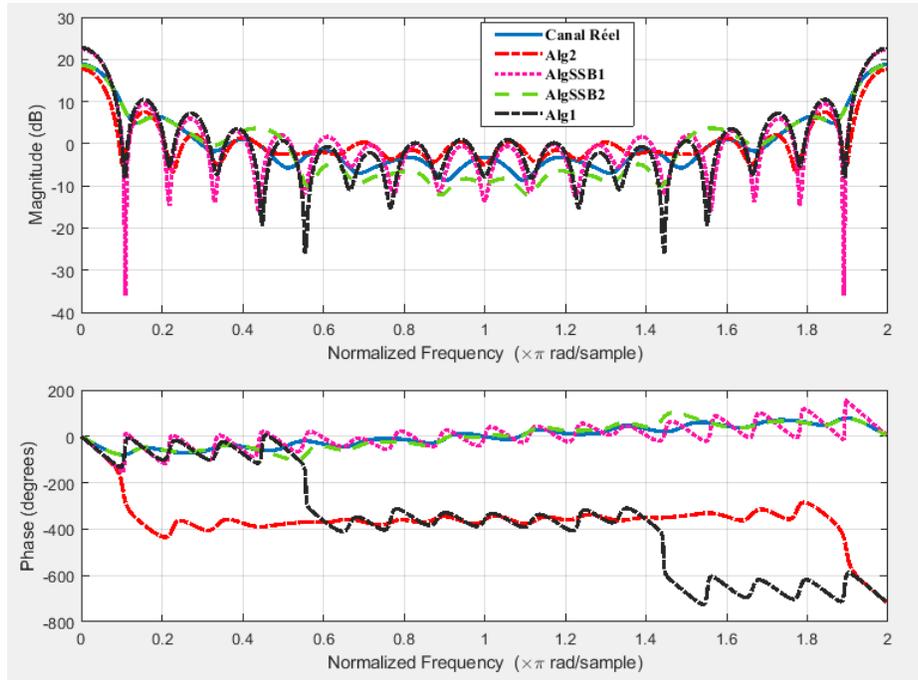


FIGURE 2.6 – Identification aveugle du canal BRAN A dans un milieu bruité.

A partir des résultats de simulation obtenus qui sont représentés dans la table 2.2 et dans la figure 2.4, on remarque qu'il y a une influence du bruit sur l'estimation des paramètres ceci implique que l'EQM est différente de celle présentée dans le cas non bruité (Table 2.1). De même, nous représentons l'identification de la réponse en amplitude et en phase des canaux Proakis B et BRAN A (Figure 2.5 et Figure 2.6) par le nombre d'échantillons  $N = 1024$  et le SNR=16dB. A partir de table 2.2, des figures 2.4, 2.5 et 2.6, nous pouvons constater que :

- ✓ Les algorithmes proposés permettent d'estimer les paramètres du canal radio mobile dans un milieu très bruité (SNR=0dB) parce que ces algorithmes, basés sur les cumulants d'ordre supérieur, permettent d'annuler le bruit Gaussien.
- ✓ Les algorithmes proposés (AlgSSB1, AlgSSB2), nous donnent des meilleurs résultats de l'estimation des paramètres du canal avec une faible valeur de EQM en comparaison aux autres algorithmes (Alg1, Alg2)(Table 2.2).
- ✓ Ainsi, à partir de la figure 2.5 et de la figure 2.6, nous remarquons qu'il n'y a pas de différence entre la réponse en amplitude et en phase réelle et celle estimée pour les canaux radio mobile Proakis B et BRAN A. De plus, les algorithmes proposés (AlgSSB1) et (AlgSSB2) sont plus puissants à identifier la réponse en amplitude et en phase du canal par rapport aux autres algorithmes (Alg1 et Alg2).

Maintenant, on va tester la performance des algorithmes proposés dans un milieu bruité, avec un

nombre d'échantillons très élevé. La table 2.3 représente l'estimation des paramètres du canal radio mobile Proakis B pour différent nombres d'échantillons dans un milieu bruité (SNR=0dB).

TABLE 2.3 – Estimation aveugle des paramètres du canal Proakis B Avec différent nombre d'échantillons N, SNR=0dB.

N	Algorithmes	$\hat{h}(1)$	$\hat{h}(2)$	$\hat{h}(3)$	EQM
512	Alg1	-0.1852	0.3324	0.1456	1.6804
	Alg2	0.669	0.8962	0.7719	1.2283
	AlgSSB1	0.3426	0.7944	0.4622	0.1140
	AlgSSB2	0.3964	0.7423	0.5260	0.1398
1024	Alg1	-0.2575	0.5186	0.2792	1.3604
	Alg2	0.6464	0.9017	0.7657	1.1343
	AlgSSB1	0.3997	0.8082	0.4286	0.0630
	AlgSSB2	0.3701	0.8381	0.4229	0.0463
2048	Alg1	0.0944	0.1009	0.1135	1.2774
	Alg2	0.5692	0.8614	0.6953	0.7639
	AlgSSB1	0.0553	0.8136	0.4065	0.0553
	AlgSSB2	0.3808	0.8178	0.4105	0.0265
4096	Alg1	0.1204	0.4851	0.1675	0.7387
	Alg2	0.5004	0.8067	0.6329	0.5609
	AlgSSB1	0.4135	0.8131	0.4096	0.0140
	AlgSSB2	0.4055	0.8143	0.4085	0.0022
	Paramètres	0.407	0.815	0.407	
	Réels				

A partir des résultats obtenus (Table 2.3, Figure 2.7), on remarque que : les algorithmes proposés sont efficaces d'estimer les paramètres du canal avec un nombre d'échantillons très élevé ( $N = 4096$ ) et dans un milieu bruité  $SNR = 0dB$ , les deux derniers algorithmes (AlgSSB1, AlgSSB2) sont plus performance que les autres algorithmes (Alg1 et Alg2).

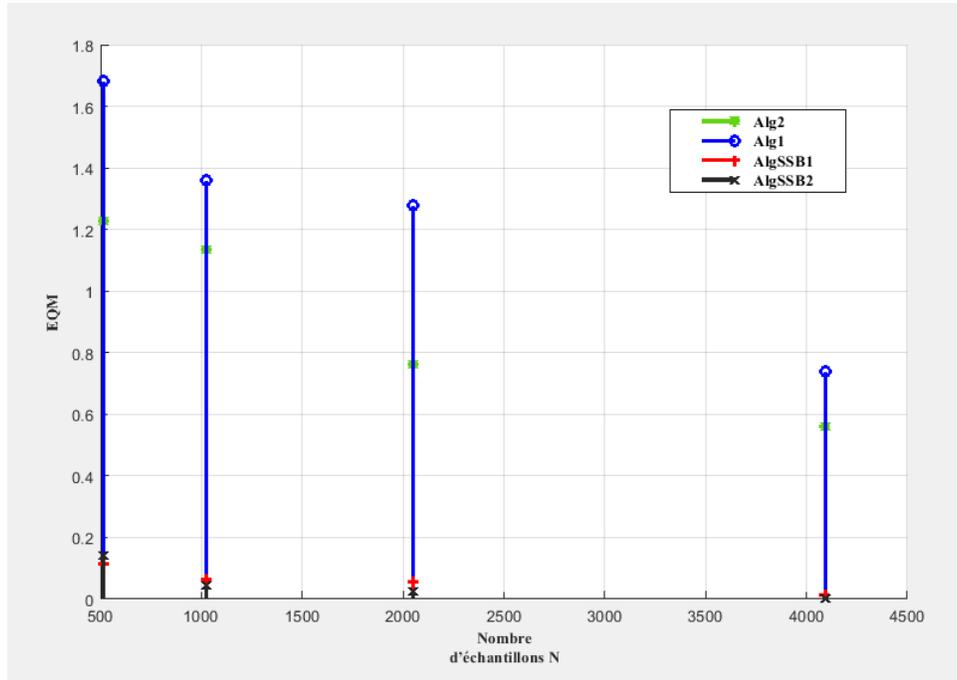


FIGURE 2.7 – Variation de EQM pour les algorithmes proposés avec différent nombre d'échantillons N, SNR=0dB

## 8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques algorithmes basés sur les cumulants d'ordre supérieur (cumulant d'ordre 3 et 4). Ces algorithmes sont utilisés pour estimer et identifier les canaux radio mobile. Les résultats de simulation, montrent que les algorithmes proposés sont capables d'estimer et d'identifier les canaux à phase non minimale. Quatrième algorithme (AlgSSB2) est plus performant par rapport aux autres algorithmes (Alg1, Alg2, AlgSSB1). Alors on note que les cumulants d'ordre supérieur jouent un rôle important dans l'estimation et l'identification aveugle des canaux radio mobile.

# Chapitre 3

## Egalisation Aveugle des Canaux de Transmission SISO, MIMO et Application aux Systèmes MC-CDMA

### 1. Introduction

Le système de communication contient trois éléments fondamentaux, l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur. L'émetteur communique avec le récepteur à travers le canal de transmission qui s'appelle communément canal radio mobile. Au cours de la transmission, le signal n'est pas toujours identique à celui émis car il y a une distorsion du canal et des signaux parasites qui peuvent être captés lors de la transmission qui viennent s'ajouter au message émis comme un bruit [45].

Dans ce chapitre, nous présentons l'égalisation aveugle des canaux de transmission, avec application aux systèmes SISO-MC-CDMA et MIMO-MC-CDMA. Ainsi, nous cherchons un modèle capable de représenter les canaux de transmission dans le cas d'un système SISO et MIMO. Pour le système des canaux SISO, nous traitons les canaux radio mobile tel que **BRAN A** [43,44] et pour le MIMO nous utilisons les canaux de **Rayleigh** et nous effectuons l'égalisation à l'aide du signal des systèmes Multi porteuses à accès Multiple par Division de Codes (MC-CDMA).

Dans la partie simulation, nous utilisons les canaux radio mobile BRAN A et les canaux de Rayleigh. Pour cela, nous développons des algorithmes capables de simuler les paramètres (calcul de BER) avec une grande précision dans un milieu bruité et pour différents Rapports Signal sur Bruit (SNR).

## 2. Modélisation

Le système des canaux MIMO est caractérisé par des multiples émetteurs et multiples récepteurs. La corrélation entre la transmission et la réception est l'importante caractéristique du système des canaux MIMO [47] [Nous considérons  $N_t$  antennes au niveau de l'émetteur et  $N_r$  antennes au niveau de récepteur (Fig.3.1)]. Soit  $h_{nm}$  les coefficients de paramètre du canal sélectif en fréquence et non sélectif dans le temps avec  $n^{eme}$  trajet en l'émission et  $m^{eme}$  trajet en réception. La sortie du système des canaux sélectifs en fréquence est bruitée par un bruit

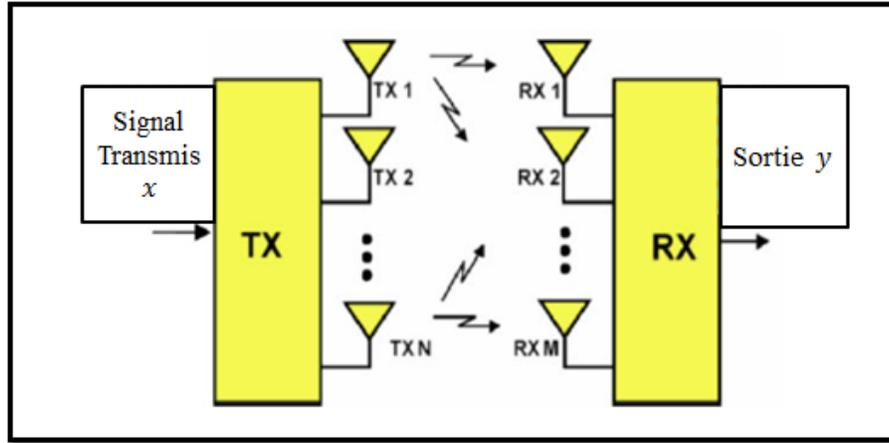


FIGURE 3.1 – Système de transmission MIMO

additif Gaussien et donnée par l'équation suivante :

$$y_n(k) = \sum_{m=1}^{N_t} h_{nm} x_m(k) + w_n(k) \quad (3.1)$$

avec,  $x_m$  le signal transmis par le  $m^{eme}$  antenne dans le temps  $k$ ,  $w_n$  est le bruit blanc additif Gaussien avec une énergie  $Ew^2(k) = \sigma^2$ .

Chaque coefficient  $h_{nm}$  est défini par la relation :

$$h_{nm}(k) = \sum_{i=1}^N a_i e^{-j\theta_i} \delta(k - \tau_i) \quad (3.2)$$

où,  $N$  est le nombre de trajets pour la liaison considérée, et  $n, m \in [N_t, N_r]$ .

La forme matricielle de l'équation (3.1) avec dimension  $N_t \times N_r$  est définie par la relation suivante :

$$y(k) = Hx(k) + w(k) \quad (3.3)$$

avec :

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1N_t} \\ \cdot & \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ h_{N_r1} & \cdot & \cdot & \cdot & h_{N_rN_t} \end{pmatrix}, y = (y_1, \dots, y_{N_r}), x = (x_1, \dots, x_{N_t})$$

### 3. Système des canaux MIMO

Système des canaux Multiple-Input Multiple-Output ou MIMO(Entrées Multiples, Sortie Multiples en français) est une technique de multiplexage utilisée dans les réseaux sans fil et les réseaux mobiles, permettant des transferts des informations qui sont très longues avec un débit plus élevé car ce type du système utilise plusieurs antennes en entrée et en sortie.

La capacité du système des canaux MIMO est le second paramètre important pour l'évolution des performances des canaux MIMO[48]. Pour une liaison donnée elle permet de connaître la quantité maximum d'information en bit/s/Hz, qu'elle est possible de transmettre sur un canal de propagation et reçu avec une probabilité d'erreur nulle, elle est définie par l'équation suivante :

$$C = \log_2[\det(I_{N_t} + \frac{SNR}{N_t} H.H^H)], N_r \leq N_t \quad (3.4)$$

où,  $N_r$  est le nombre d'antennes à la réception,  $N_t$  le nombre d'antennes à l'émission et  $SNR$  le rapport signal sur bruit.

Nous pouvons simplifier l'expression (3.4) en l'écrivant à partir des valeurs propres  $\lambda_i$  de la matrice  $H$ , elle devient alors :

$$C = \sum_{i=1}^{N_t} \log_2(1 + \frac{SNR}{N_t} \lambda_i) \quad (3.5)$$

où,  $i$  est le nombre de valeurs propres du canal MIMO. Dans le cas où le nombre d'antennes à la réception devient strictement supérieur au nombre d'antennes à l'émission, les équations (3.4) et (3.5) deviennent :

$$C = \log_2[\det(I_{N_t} + \frac{SNR}{N_t} H^H.H)], N_r \geq N_t \quad (3.6)$$

$$C = \sum_{i=1}^{N_r} \log_2(1 + \frac{SNR}{N_t} \lambda_i) \quad (3.7)$$

**Remarque :** le fait de déterminer les valeurs propres de la matrice  $H$  et de calculer le conditionnement de la matrice  $H$  qui est défini par la relation suivante :

$$Cond = \frac{\max(\lambda_i)}{\min(\lambda_i)} \quad (3.8)$$

D'autre part la capacité du système des canaux MIMO est égale à la sommation des capacités du système des canaux SISO

$$C = \sum_{i=1}^N C_i(\gamma_i) \quad (3.9)$$

tel que

$$\sum_{i=1}^N \gamma_i = N_t$$

Il y a trois catégories principales du système des canaux MIMO :

- ✓ Le principe de spatiale MIMO : il y a une transmission simultanée de même message sur différentes antennes à l'émission. Ainsi, les signaux qui sont reçus sur chacune des antennes de réception sont remis en phase et additionnés de façon cohérente.
- ✓ Le multiplexage spatiale MIMO : dans ce cas, chaque message transmis est découpé en sous messages. On transmet simultanément les sous messages découpés sur chacune des antennes d'émission. Au niveau de réception les signaux reçus sont rassemblés pour reconstituer le message d'origine, les sous canaux de propagation doivent être décorrélés. En plus, le multiplexage de ce système (MIMO) permet d'augmenter les débits de transmission.
- ✓ Le système des canaux MIMO peut contrôler le faisceau d'onde radio c'est à dire l'amplitude et la phase du faisceau et de limiter les interférences entre les utilisateurs et la pollution électromagnétique environnantes. Cette technique s'appelle **Beamforming**.

## 4. Système des canaux SISO

Le système des canaux SISO est un système de télécommunication de forme très simple et qui est basé sur une seule antenne en émission et en réception. Ce système est utilisé dans les systèmes multiples tels que Bluetooth, Wi-Fi, radio broadcasting, TV,...etc.

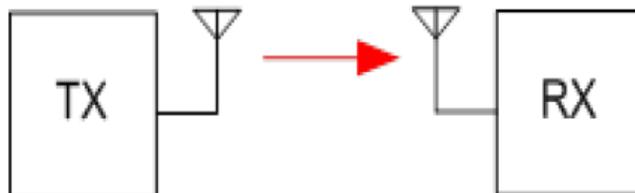


FIGURE 3.2 – Système des Canaux SISO

On peut définir la capacité du système des canaux SISO à l'émission par l'équation suivante :

$$C = \log_2(1 + SNR \cdot |h|^2) \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (3.10)$$

avec

$$SNR = \frac{S}{B} = \frac{E(y^2)}{\sigma^2}.$$

## 5. Système des canaux MISO

Système des canaux MISO (Multiple Input, Single Output) est un système de plusieurs antennes d'émission, également désigné par diversité d'émission (Transmit Diversity). Le Downlink est le système à plusieurs antennes d'émission à la station de base et une antenne de réception au niveau du mobile.

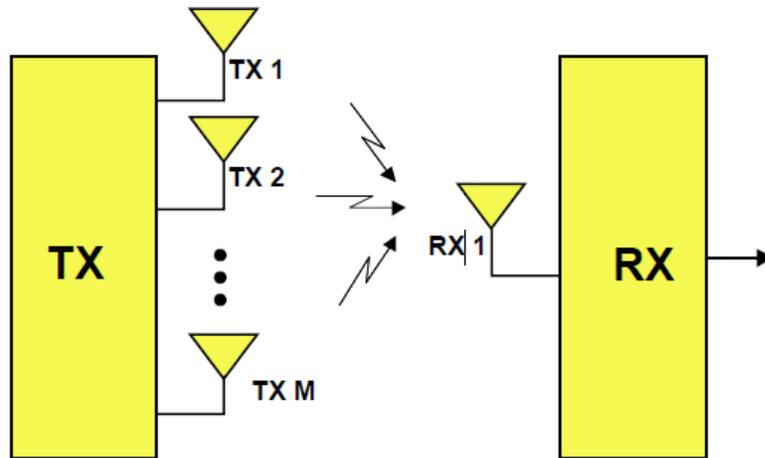


FIGURE 3.3 – Système des canaux MISO

La capacité du système des canaux MISO est définie par l'équation suivante :

$$C = \log_2\left(1 + \frac{SNR}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} |h_i|^2\right) \quad (3.11)$$

où,  $h_i$  représente le réponse impulsionnelle du canal entre la  $i^{eme}$  antenne émettrice et l'antenne réceptrice.  $1/N_t$  est le facteur de normalisation, car  $E(SNR \sum |h_i|^2) = N_t$ .

## 6. Système des canaux SIMO

Le système des canaux SIMO (Single Input, Multiple Output) est un système à plusieurs antennes de réception souvent désigné comme diversité de réception (Receive Diversity). Le Downlink dans le cas du SIMO est tel qu'on a une antenne d'émission pour la station de base et plusieurs antennes de réception pour le mobile. Alors, nous définissons la capacité du système

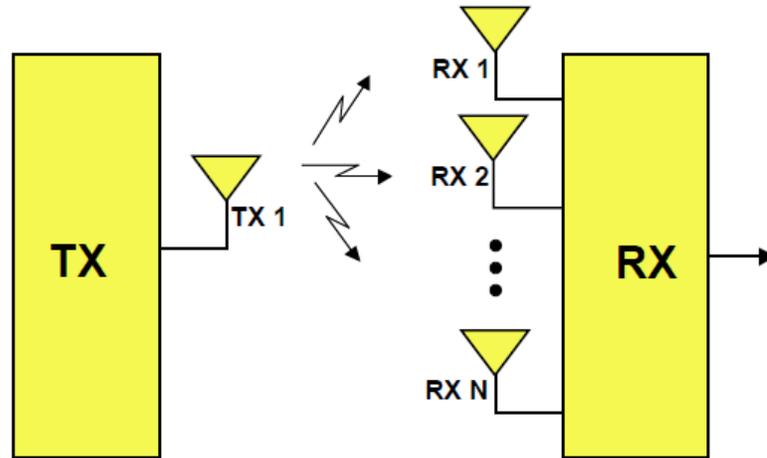


FIGURE 3.4 – Système des canaux SIMO

SIMO par l'équation :

$$C = \log_2(1 + SNR \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2) \quad (3.12)$$

où,  $h_i$  représente la réponse impulsionnelle du canal entre l'antenne émettrice et la  $i^{eme}$  antenne réceptrice. On remarque qu'il y a une croissance logarithmique en fonction du nombre d'antenne.

## 7. Performances du système des canaux MIMO

Dans la partie de simulation, nous testons les performances du système des canaux MIMO à partir du calcul de la capacité par différent nombre d'antennes à l'émission et à la réception avec la variation des valeurs du Rapport Signal sur Bruit (SNR) et nous faisons une comparaison de leurs performances avec les systèmes des canaux SISO, MISO et SIMO par application au canal de Rayleigh[48,49]. A partir du résultat de simulation, on constate que le système MIMO donne une grande valeur de capacité par rapport aux systèmes SISO, MISO et SIMO avec la variation des valeurs de SNR (Figure 3.5, 3.6 et 3.7), d'une part, la capacité du système MIMO augmente si le nombre d'antennes est important (Figure 3.8 et 3.9).

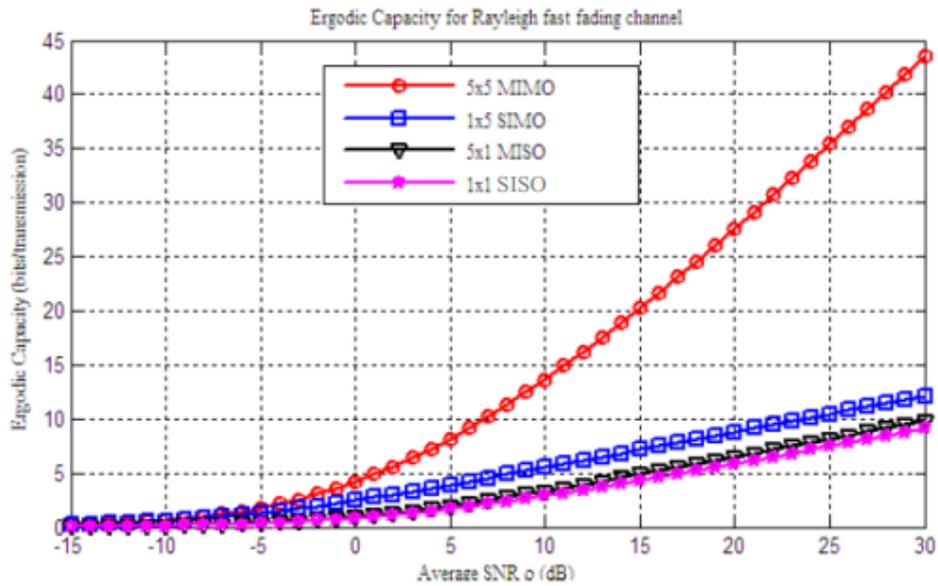


FIGURE 3.5 – Variation de Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de SNR, pour 5 antennes

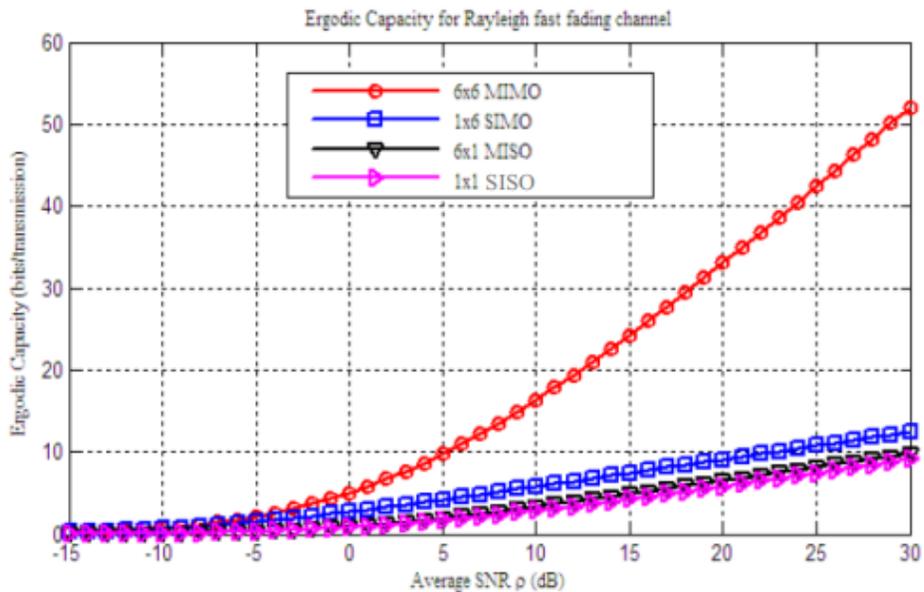


FIGURE 3.6 – Variation de Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de SNR, pour 6 antennes

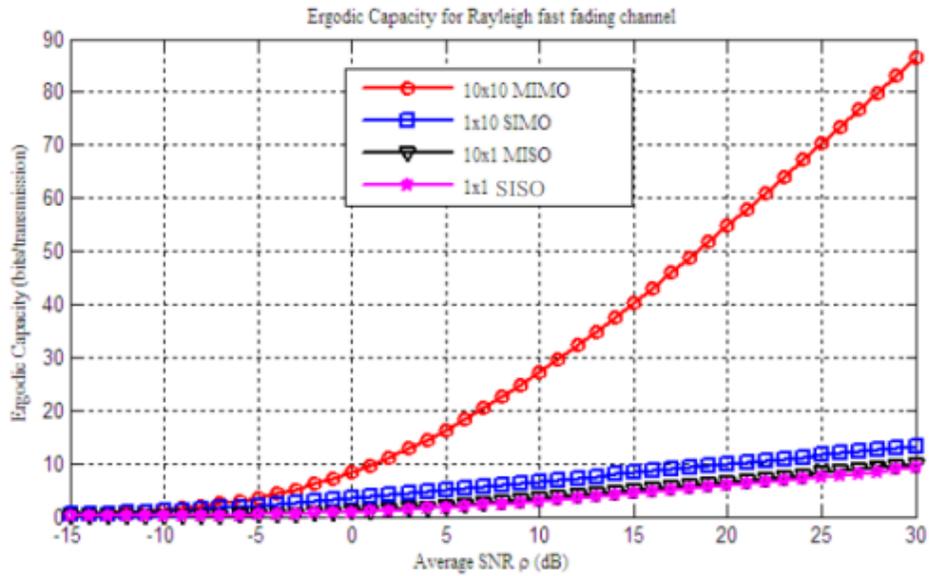


FIGURE 3.7 – Variation de Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de SNR, pour 10 antennes

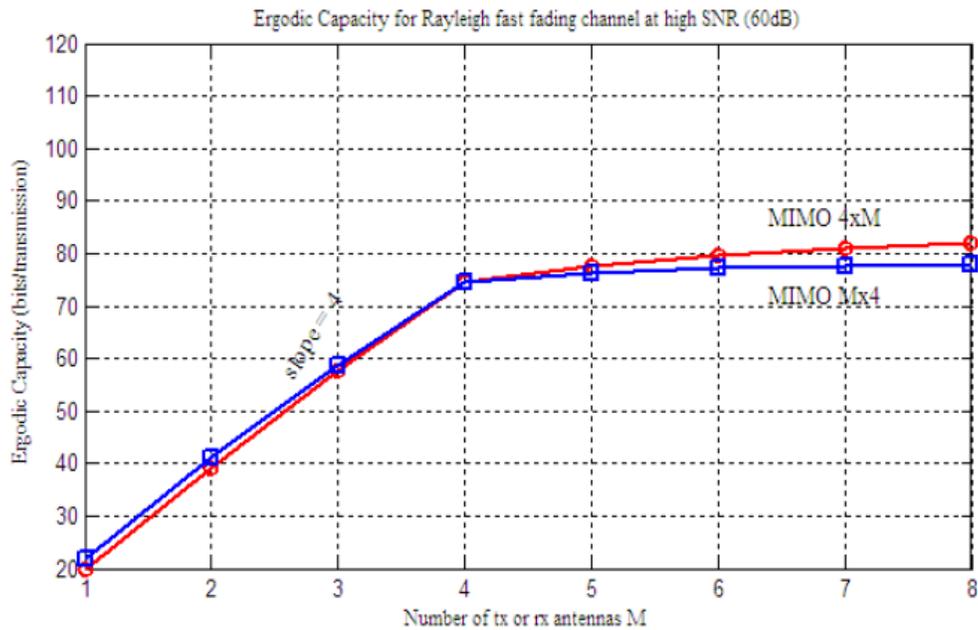


FIGURE 3.8 – Variation de la Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de nombre d'antennes, avec SNR=60db.

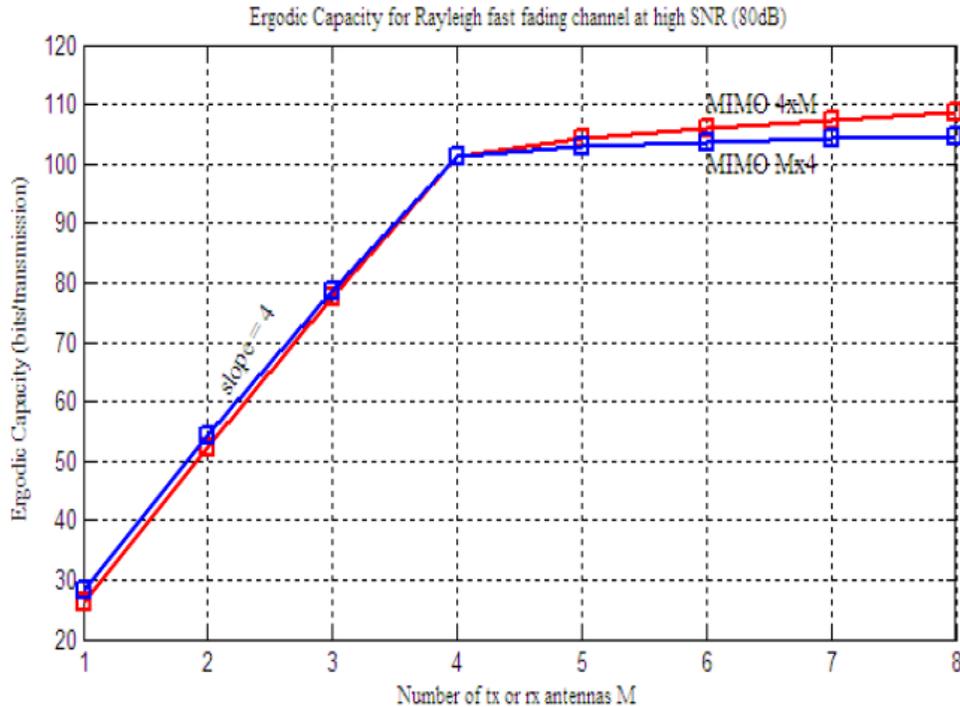


FIGURE 3.9 – Variation de la Capacité du Système des Canaux MIMO en fonction de nombre d’antennes, avec SNR=80db.

## 8. Performance du canal SISO : cas de BRAN A

L’ETSI a utilisé des modèles des canaux à trajets, pour la validation de ses systèmes BRAN (Broadband Radio Access Network) comme HIPELAN/2. Ces modèles des canaux SISO contient 5 types des canaux (table 3.1). Dans la simulation, nous avons utilisé le modèle du canal de type BRAN A, pour l’égalisation aveugle du système MC-CDMA. Nous présentons dans la table 3.2 et dans la figure 3.10, le profil retard puissance du canal BRAN A retenu.

A partir de la figure 3.10, on distingue trois séries de trajets, première série contient 10 réponses, la deuxième et la troisième contient 4 réponses simultanément, pour chacune il y a une décroissance exponentielle de la réponse impulsionnelle du canal radio mobile BRAN A et des retards constants.

## 9. Les techniques avancées de communications

Dans cette partie, nous présentons les techniques avancées de communications de notre système MIMO-MC-CDMA tel que, l’étalement de spectre, l’OFDM et le système MC-CDMA.

TABLE 3.1 – Les modèles des canaux SISO pour les systèmes BRAN proposés par l'ETSI.

Canal	Nombre Trajets	Étalement des retards	Visibilité	Environnement
A	18	50 ns	NLOS	Intérieur (bureau)
B	18	100 ns	NLOS	Intérieur (open-space)
C	18	150 ns	NLOS	Int./Ext. (open-space)
D	18	140 ns	LOS	Int./Ext. (open-space)
E	18	250 ns	NLOS	Int./Ext. (Hall)

TABLE 3.2 – Le modèle du canal BRAN A.

Retard (ns)	0	10	20	30	40	50	60	70	80
Puissance (dB)	0	-0.9	-1.7	-2.6	-3.5	-4.3	-5.2	-6.1	-6.9
Retard (ns)	90	110	140	170	200	240	290	340	390
Puissance (dB)	-7.8	-4.7	-7.3	-9.9	-12.5	-13.7	-18	-22.4	-26.70

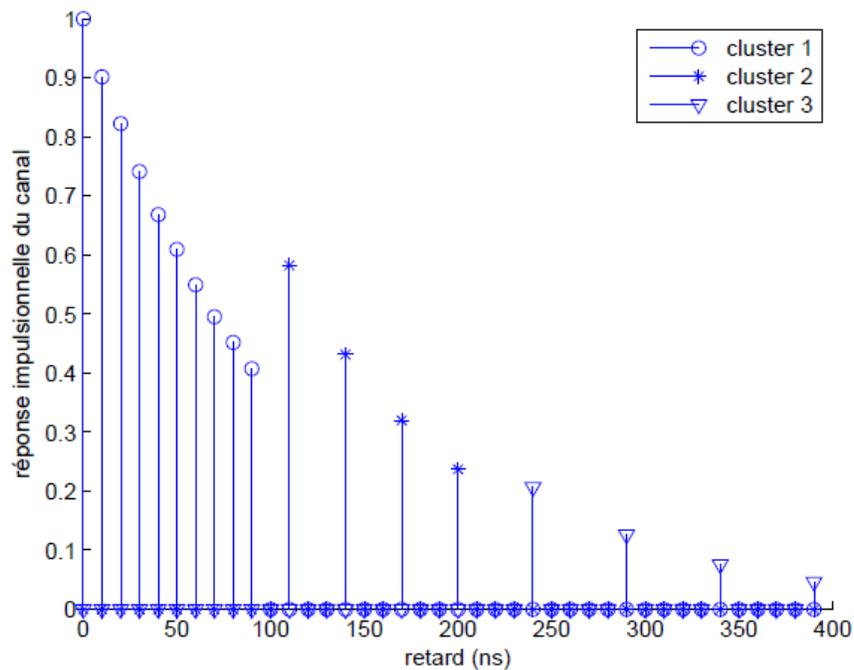


FIGURE 3.10 – Réponse impulsionnelle du canal BRAN A.

## 9.1. Étalement de spectre

Cette technique est appelée aussi, une technique à large bande et qui permet de répartir la puissance de signal sur une bande de fréquence très supérieure à celle occupée à l'origine, on dit que le spectre est étalé, ainsi la capacité du canal est écrite en fonction de la bande  $B$ , alors on remarque qu'elle croît avec la bande de transmission utilisée par le système, comme le montre dans l'équation ci-dessous (3.13).

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{N_0 \cdot B} \right) \quad (3.13)$$

où,  $P_s$  représente la puissance du signal reçu (en watt),  $N_0$  est la densité spectrale de puissance du bruit blanc additif Gaussien (en W/Hz). L'étalement de spectre permet d'augmenter les débits à puissance d'émission constante. De plus, la puissance est répartie sur une large bande, en fait une technique de transmission très discrète. L'étalement de spectre offre également un accès multiutilisateurs, tel que TH-SS (Time Hopping Spectrum Spreading), FH-SS (Frequency Hopping Spectrum Spreading) et DS-SS (Direct Sequence Spectrum Spreading). Dans le cas de TH-SS, il y a une transmission discontinue dans le temps, avec l'utilisation de toute la bande étalée, pour l'accès de type FH-SS, le terminal émet autour d'une fréquence particulière (en bande étroite) et saute de fréquence en fréquence pendant la communication. Les autres terminaux font de même sur des fréquences différentes, pour occuper l'ensemble de la bande étalée. L'accès multiple se réalise dans le domaine des fréquences. Pour DS-SS, l'étalement de spectre par séquence directe ne se base pas sur la technique de saut comme le type FH-SS, mais sur l'allocation d'un code spécifique à chaque terminal. La communication se fait alors sur toute la bande étalée à chaque instant, ce qui permet d'améliorer les débits.

## 9.2. Technique de modulation OFDM [51,53]

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de modulation d'une famille des modulations multiporteuses (MMP) et qui s'appelle technique adaptée aux canaux sélectif en fréquence. Le signal de la technique OFDM, pour des symboles d'entrées  $x(t)$  sur l'intervalle  $[0, T_S]$ , est exprimé par la relation suivante :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_c} \text{Re}\{x(t) \cdot \Pi(t) \exp(j2\pi \cdot f_k t)\} \quad (3.14)$$

où,  $\frac{1}{\sqrt{N_c}}$  est le terme de normalisation en puissance,  $\Pi(t)$  représente la fonction porte qui est définie par :

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_S/2; \\ 0, & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (3.15)$$

La transformation de fourier de cette fonction est exprimée par :

$$TF[\Pi(t)] = T_S \frac{\text{Sin}(\pi.T_S.f)}{\pi.T_S.f}. \quad (3.16)$$

Chaque sous-porteuse est exprimée par :  $f_k = f_0 + k.\Delta f$ , avec  $\Delta f = f_0 + k/T_S$  qui représente l'écart entre les sous porteuses,  $f_0$  la plus petite sous-porteuse. Donc, la fréquence centrale du signal OFDM est définie par :

$$f_c = f_0 + \frac{N_c}{2} \cdot \frac{1}{T_S} \quad (3.17)$$

chaque sous-porteuse  $f_k$  est définie par :

$$f_k = f_c + \frac{k - \frac{N_c}{2}}{T_S} \quad k \in [1, N_c] \quad (3.18)$$

A partir de l'équation (3.14) et (3.18), on trouve l'équation suivante :

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_c} \text{Re}\{x(t).\Pi(t)\exp(j2\pi.f_c + \frac{k - \frac{N_c}{2}}{T_S}t)\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_c} \text{Re}\{x(t)\text{Exp}(j2\pi.\frac{k - \frac{N_c}{2}}{T_S}t).\Pi(t)\text{Exp}(j2\pi.f_c t)\} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Soit  $\hat{s}$  le signal équivalent complexe du signal OFDM réel, qui est compris dans la bande  $[-\frac{N_c}{2T_S}, +\frac{N_c-1}{2T_S}]$  et qui est défini par :

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_c} x(t)\text{Exp}(j2\pi.\frac{k - \frac{N_c}{2}}{T_S}t). \quad (3.20)$$

On utilise la transformation de fourier discrète inverse (TFDI) et on pose que  $t = nT_e$  avec  $T_e = T_S/N_c$ , alors on trouve l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \hat{s}(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_c} x(t)\text{Exp}(j2\pi.(\frac{k - \frac{N_c}{2}}{T_S}).n\frac{T_S}{N_c}) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_c} x(t).\text{Exp}(j.2\pi.\frac{k.n}{N_c})\text{Exp}(-j\pi.n) \\ &= (-1)^n.\text{IFFT}(x(t)) \end{aligned} \quad (3.21)$$

avec,  $(-1)^n$  représente le résultat de la simplification du terme de décalage en fréquence  $\text{Exp}(-j\pi.n)$ . Le schéma global du système OFDM est présenté dans la figure (3.11).

## 10. Généralité sur le système MC-CDMA [50-52]

Le système MC-CDMA (Multi Carrier Code Division Multiple Access) est une technique basée sur l'étalement de spectre CDMA (Code Division Multiple Access) et la modulation

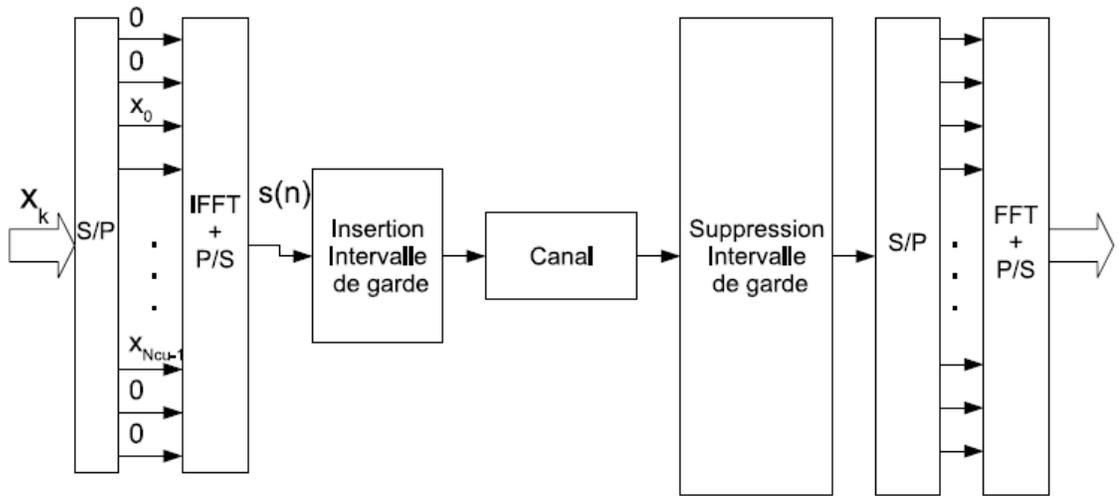


FIGURE 3.11 – Système OFDM avec sous porteuses.

à porteuses multiple OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[50]. Le principal fonctionnement de ce système, est qu'un symbole est transmis sur des sous porteuses à bande étroite et que les codes d'étalement sont employés dans le domaine fréquentiel et sont transmis sur des sous porteuses indépendamment. Alors, les systèmes multi-porteuses sont très sensibles aux erreurs de synchronisation, comme l'erreur de durée d'un symbole. En effet, la technique MC-CDMA donne des possibilités d'accès multiples propres au CDMA en séquence directe (DS-SS-CDMA). Une comparaison des systèmes montre l'intérêt du système MC-SS-CDMA [51,52]. L'association d'un code à un utilisateur permet au terminal en réception de récupérer le signal perturbé par des émetteurs voisins. La notion de code induit la notion de capacité du système à gérer un nombre maximal d'utilisateurs. Dans le cas de la voie descendante, la station de base émet vers tous les terminaux de façon synchrone. Cette dissymétrie de fonctionnement contraint le choix du code utilisé par le système MC-SS-CDMA. Par exemple, les codes de Walsh Hadamard ou de Golay requièrent un fonctionnement synchrone. Dans le cas asynchrone, les codes de Gold ou de Kasami ([53], [54] pp. 605-608) sont souvent cités.

## 11. Expression du signal MC-CDMA

L'expression analytique du signal MC-CDMA, qui utilise le code de walsh Hadamard est donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned}
 \hat{s}(t) &= (-1)^n \cdot \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_c} s \cdot \text{Exp}(j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{N_c} t) \\
 &= (-1)^n \cdot \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_c} d \cdot c_k \cdot \text{Exp}(j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{N_c} t) \\
 &= \text{style}(-1)^n d \cdot \text{IFFT}(c)
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

avec,  $s = d \times c = [d \cdot c_0 d \cdot c_1 \dots d c_{L_c-1}]^t$  le symbole du  $i^{\text{ème}}$  utilisateur obtenu avant la modulation OFDM,  $d$  le signal à moduler qui est représenté par une suite de symboles réels ou complexe de temps  $T_d$ , avec  $i \in [0, L_c-1]$ . Ainsi, le système MC-CDMA peut être construit en calculant l'IFFT sur les chips, puis en multipliant le résultat à la donnée. Donc, le modulateur MC-CDMA combinant la matrice de WH et IFFT. Dans l'aspect multi-utilisateurs, les symboles MC-CDMA sont donnés par :

$$s_k = \sum_{i=1}^{N_u} d^i \cdot c_k^i, \tag{3.23}$$

$$\hat{s}(t) = \sum_{i=1}^{N_u} (-1)^n \cdot d^i \cdot \text{IFFT}(c^i) = \sum_{i=1}^{N_u} \hat{s}^i(t) \tag{3.24}$$

Alors, il suffit de sommer les signaux MC-CDMA de chaque utilisateurs pour obtenir le signal MC-CDMA multi-utilisateurs.

De plus, la modulation MC-CDMA peut être implémentée simplement par le cascade d'un bloc CDMA et d'un bloc OFDM selon l'expression suivante :

$$\hat{s}(t) = \text{IFFT}\left(\sum_{i=1}^{N_u} (-1)^n \cdot d^i \cdot c^i\right) = (-1)^n \cdot \text{IFFT}(s). \tag{3.25}$$

Dans cette partie, nous avons une combinaison de l'OFDM et du CDMA pour obtenir un accès multi-utilisateurs. Le MC-CDMA est très simple à mettre en oeuvre, par la séparation des blocs d'étalement d'une part et OFDM de l'autre part. Le rajout de l'entrelaceur fréquentiel permet d'améliorer les performances de cette technique. Alors, pour augmenter la capacité et le débit de la communication, on va concaténer le système MC-CDMA et la technique MIMO. Dans la prochaine partie, nous analysons la problématique de système MIMO et de leur application dans le système MC-CDMA.

## 12. Intégration de technique MIMO [50,59]

L'intégration de l'Internet et des applications multimédias dans nos terminaux, nécessitent des débits toujours plus élevés. Les études de système MIMO, ont montré un gain non négligeable de capacité du canal [55,56], permettant d'atteindre les débits requis. Le principe du système MIMO, est d'utiliser plusieurs antennes en émission et en réception pour améliorer la dimension supplémentaire comme le support de l'information : dans le canal de propagation du système MIMO, les antennes d'émission créent des sous-canaux, le récepteur équipé lui aussi de plusieurs antennes. La figure (3.12) regroupe le principe de fonctionnement du système MIMO. Le canal

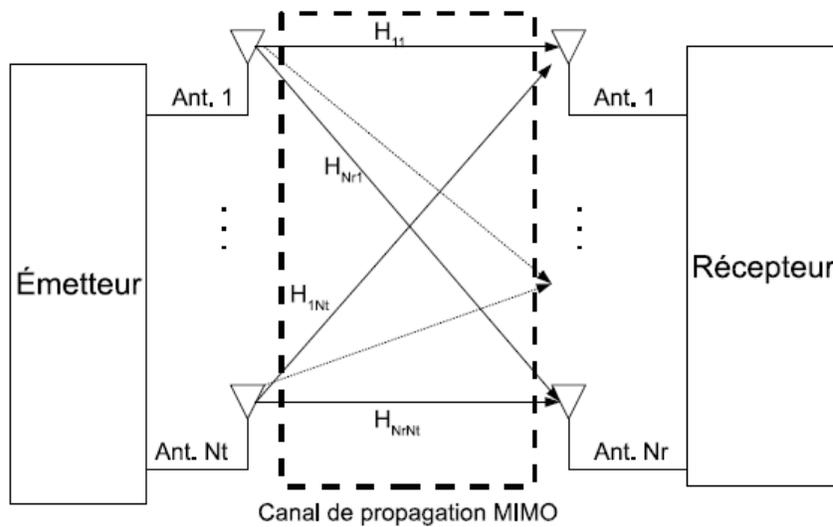


FIGURE 3.12 – Un système MIMO à  $N_t$  antennes d'émission et  $N_r$  antennes de réception, avec  $N_t \times N_r$  trajets.

du système MIMO, crée et modélisé par  $H = H_{ij}$ .

où  $H(t, f)$ , représente la réponse en fréquence du canal de propagation. L'expression du signal reçu  $r_i$  pour l'antenne de réception  $i$  :

$$r_i = \sum_{j=1}^{N_t} H_{ij} \cdot s_j + w_i \quad (3.26)$$

où, en notation matricielle

$$r = Hs + w \quad (3.27)$$

où,  $r = (r_i)$ ,  $w = (w_i)$  de dimension  $N_r \times 1$  et  $s = (s_j)$  de dimension  $N_t \times 1$ , représente le signal transmis par les  $N_t$  antennes.

Pour décomposer le canal MIMO en des canaux SISO, nous utilisons le principe de décomposition

en valeur singulière de la matrice du canal MIMO, qui permet de déterminer le nombre des canaux SISO. Alors, la SVD de  $H$  permet d'obtenir  $D$  par la relation suivante :

$$H = UDV^t \quad (3.28)$$

avec,  $U$  est de dimension  $N_r \times N_t$  et  $V$  de dimension  $N_t \times N_t$ , sont des matrices unitaires.  $D$  contient les  $r$  valeurs singulières  $\sqrt{\lambda_i}$  de  $H$  :

$$d_{ii} = \begin{cases} \sqrt{\lambda_i}, & si \quad 1 \leq i \leq r; \\ 0, & si \quad r < i \leq \min(N_t, N_r). \end{cases} \quad (3.29)$$

où,  $r$  étant le rang de la matrice  $H$ . La matrice diagonale  $D$  est alors utilisée à la place de  $H$  dans un modèle équivalent, où  $\hat{r} = D\hat{s} + \hat{w}$ , on pose  $\hat{r} = U^t.r$ ,  $\hat{s} = V.s$  et  $\hat{w} = U^t.w$ . Ainsi, dans ce nouveau modèle, le rang de  $H$  renseigne sur le nombre des valeurs singulières  $\sqrt{\lambda_i}$  non nulles, c'est à dire le nombre des canaux SISO dans le système du canal MIMO.

Comme conclusion, l'intérêt du système MC-CDMA à plusieurs utilisateurs est de communiquer sur la même sous-bande au même moment sans interférer grâce à l'utilisation d'un code de longueur  $L_c$ , tout en exploitant la diversité fréquentielle du canal. Le codeur STBC (Space Time Frequency Code) doit alors traiter des symboles multi-utilisateurs qui sont étalés d'un facteur  $L_c$ . Nous considérons un système MIMO-MC-CDMA avec un codage STBC-OFDM, le codage se fait entre les symboles OFDM/MC-CDMA sans tenir compte du contenu des symboles (mono/multi-utilisateurs, étalés ou pas). Les deux opérations d'étalement et de codage temps-espace peuvent être réalisées indépendamment comme le montre dans la figure 3.13.

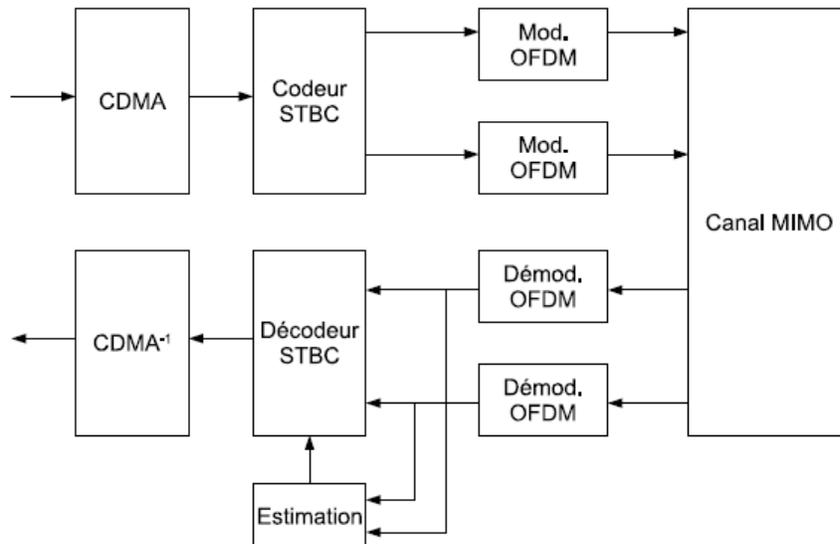


FIGURE 3.13 – Le système MIMO-MC-CDMA avec étalement de spectre (CDMA), Codage Temps-Espace (CTE) et la modulation OFDM.

## 13. Egalisation Aveugle des systèmes SISO-MC-CDMA et MIMO-MC-CDMA

Dans cette partie, nous traitons l'égalisation aveugle du canal SISO (canal BRAN A) et MIMO (canal de Rayleigh) par des algorithmes proposés qui sont basés sur les cumulants, avec l'utilisation de différentes techniques de détection utilisées dans les récepteurs des systèmes MC-CDMA. Le but de l'égalisation est d'avoir une bonne estimation du symbole émis  $s_i$ . A la réception, nous démodulons le signal reçu suivant les  $N_c$  sous-porteuses et après nous multiplions la séquence reçue par le code de l'utilisateur  $i$ .

### 13.1. Egalisation du système SISO-MC-CDMA

L'estimation  $\hat{s}$  du symbole émis  $s$  du  $i^{\text{ème}}$  utilisateur, peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \hat{s}_i &= \sum_{q=1}^{N_u} \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} (g_k h_k c_{q,k} s_q + g_k w_k) \\ &= \underbrace{\sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 g_k h_k s_i}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{q=1}^{N_u} \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} c_{q,k} g_k h_k s_q}_{\text{interférences d'accès multiple}} + \underbrace{\sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 g_k w_k}_{\text{bruit blanc additif}} \end{aligned} \quad (3.30)$$

A partir de l'équation (3.30), nous définissons :

- Le signal utile par :

$$\sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 g_k h_k s_i,$$

- Les interférences d'accès multiple par

$$\sum_{q=1}^{N_u} \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} c_{q,k} g_k h_k s_q, \quad q \neq i$$

- Le bruit blanc additif Gaussien pondéré par le coefficient d'égalisation  $g_k$  et le chip  $c_{i,k}^2$  du code d'étalement de l'utilisateur considéré par :

$$\sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 g_k w_k.$$

On suppose que les données des utilisateurs proviennent des sources indépendantes et que les coefficients du canal  $h_k$  pondérés par les coefficients d'égalisation  $g_k$  sont indépendants selon l'indice  $k$ .

### 13.1.1. Combinaison à restauration d'orthogonalité ou Zero forcing(ZF)

Le principe de la technique ZF, est d'annuler totalement la distorsion apportée par le canal. Le coefficient d'égalisation appliqué sur chaque sous porteuse, est donné par :

$$g_k = \frac{1}{|h_k|} \quad (3.31)$$

de cette manière, chaque symbole est multiplié par l'amplitude unité. Donc, en faisant appel à l'équation (3.30), l'estimation du symbole reçu  $\hat{s}_i$  du symbole  $s_i$  de l'utilisateur  $i$  est donnée par :

$$\hat{s}_i = \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 \cdot s_i + \sum_{q=1}^{N_u} \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} \cdot c_{q,k} \cdot s_q + \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} \cdot \frac{1}{h_k} \cdot w_k \quad q \neq i \quad (3.32)$$

on supposant que les codes d'étalement utilisés au niveau de l'émetteur soient des codes orthogonaux, on a :

$$\sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} \cdot c_{q,k} = 0 \quad i \neq q \quad (3.33)$$

De ce fait, le terme d'interférences d'accès multiple est nul, et on a :

$$\hat{s}_i = \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 \cdot s_i + \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} \cdot \frac{1}{h_k} \cdot w_k \quad (3.34)$$

Ainsi, les performances obtenues, en utilisant cette technique de détection, sont indépendantes du nombre d'utilisateurs dans la mesure, où les codes d'étalement sont orthogonaux. Si on choisi des codes normalisés, c'est à dire  $\sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 = 1$ , l'équation (3.43) devient :

$$\hat{s}_i = s_i + \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} \cdot \frac{1}{h_k} \cdot w_k \quad (3.35)$$

### 13.1.2. Combinaison à erreur quadratique moyenne minimale ou Minimum Mean Square Error (MMSE)

La technique MMSE réalise un compromis entre la minimisation des interférences d'accès multiple et la maximisation du Rapport Signal sur Bruit (SNR). Ainsi, comme son nom l'indique, la technique MMSE à pour but de minimiser la valeur de l'erreur quadratique moyenne pour chaque sous-porteuse  $k$ , entre le signal émis  $x_k$  et le signal en sortie de la détection  $g_k r_k$  [58] :

$$\begin{aligned} \varepsilon[|\epsilon|^2] &= \varepsilon[|x_k - g_k r_k|^2] \\ &= \varepsilon[(x_k - g_k h_k x_k - g_k w_k)(x_k^* - g_k^* h_k^* x_k^* - g_k^* w_k^*)] \end{aligned} \quad (3.36)$$

En considérant que le bruit est indépendant de  $s_k$ ,  $g_k$  et  $h_k$ , ( $\varepsilon[s_k w_k] = \varepsilon[s_k] \varepsilon[w_k]$ ) et qu'il est blanc et centré ( $\varepsilon[w_k] = 0$ ), l'équation (3.36) se réduit à [58,59] :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \frac{\varepsilon[|w_k|^2]}{\varepsilon[|x_k|^2]}} \quad (3.37)$$

Le rapport signal sur bruit moyen par sous porteuse à l'entrée du récepteur est défini par :

$$S_k = \frac{\varepsilon[|x_k h_k|^2]}{\varepsilon[|w_k|^2]} \quad (3.38)$$

En considérant le signal  $s_k$  indépendant du bruit et en supposant que le canal est normalisé en puissance ( $\varepsilon[|h_k|^2] = 1$ ), le rapport signal sur bruit par sous porteuse devient égal à :

$$S_k = \frac{\varepsilon[|x_k|^2]}{\varepsilon[|w_k|^2]_{\varepsilon[|h_k|^2]=1}} \quad (3.39)$$

D'après l'équation (3.39), les coefficients optimaux de l'égaliseur selon le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne par sous-porteuse devient :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k^*|^2 + \frac{1}{S_k}} \varepsilon[|h_k|^2] = 1 \quad (3.40)$$

Le calcul des coefficients  $g_k$ , nécessite d'estimer le rapport signal sur bruit par sous-porteuse, pour éviter la complexité supplémentaire au niveau du réception. Alors, nous remplaçons l'estimation du rapport signal sur bruit par sous-porteuse, par la constante  $\Lambda$ . Cette constante est choisie tel que, le Taux d'Erreur Binaire (TEB) est minimisé pour le rapport signal sur bruit  $\Lambda_{kx}$  correspondant au point limite de fonctionnement du système. Dans ce cas et sous l'hypothèse d'un canal normalisé en puissance, la constante  $\Lambda$  est égale à  $1/S_{kx}$ . Alors, l'équation (3.40) devient :

$$g_k = \frac{h_k^*}{|h_k^*|^2 + \Lambda} \quad (3.41)$$

Donc, l'estimation du symbole reçu  $\hat{s}_i$  du symbole  $s_i$  de l'utilisateur  $i$  est donnée par :

$$\hat{s}_i = \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 \cdot \frac{|h_k|^2}{|h_k|^2 + \Lambda} \cdot s_i + \sum_{q=1}^{N_u} \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} \cdot c_{q,k} \cdot \frac{|h_k|^2}{|h_k|^2 + \Lambda} \cdot s_q + \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 \cdot \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \Lambda} \cdot w_k \quad q \neq i \quad (3.42)$$

De même, si nous supposons que les codes d'étalement sont orthogonaux, alors :

$$\sum_{q=1}^{N_u} c_{i,k} \cdot c_{q,k} = 0 \quad \forall i \neq q \quad (3.43)$$

donc, l'équation (3.42) devient :

$$\hat{s}_i = \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k}^2 \cdot \frac{|h_k|^2}{|h_k|^2 + \Lambda} \cdot s_i + \sum_{k=1}^{N_c} c_{i,k} \cdot \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \Lambda} \cdot w_k \quad (3.44)$$

## 13.2. Performances du système SISO-MC-CDMA

Les performances de l'égalisation du système SISO-MC-CDMA sont évaluées, en utilisant les algorithmes proposés dans le deuxième chapitre de ce mémoire. Cette évaluation est faite, en calculant le Taux d'Erreur Binaire (TEB ou BER en anglais), pour les égaliseurs ZF et MMSE, avec l'utilisation des paramètres mesurés et estimés, pour les canaux radio mobile BRAN A. Dans ce qui suit, nous présentons la variation de BER en fonction de SNR.

### 13.2.1. Egalisation aveugle du canal BRAN A par l'égaliseur ZF

La figure (3.14), représente la variation de BER en fonction de SNR, pour l'égalisation aveugle du canal BRAN A par l'égaliseur ZF avec l'utilisation des paramètres réels et estimés. On remarque, que les résultats obtenues par les algorithmes proposés presque le même mesurées.

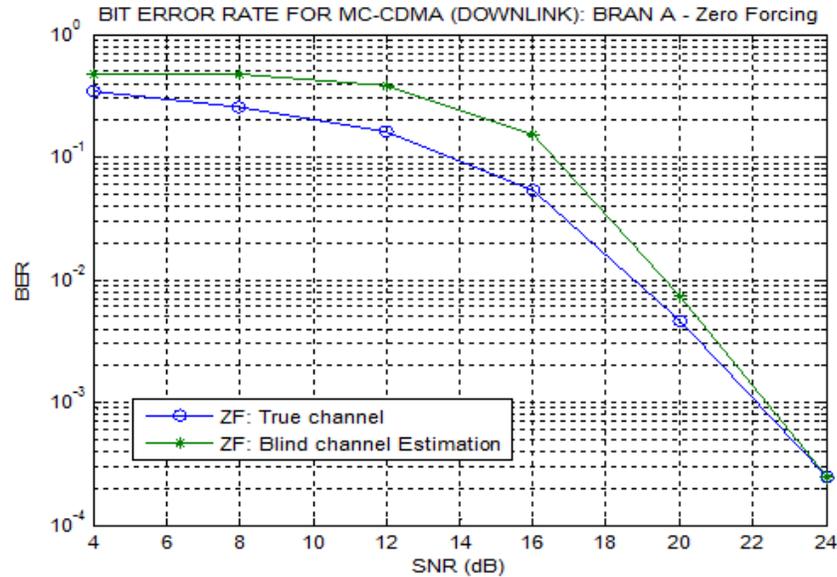


FIGURE 3.14 – Variation de BER en fonction de SNR, pour le canal BRAN A (cas de l'égaliseur ZF).

### 13.2.2. Egalisation aveugle du canal BRAN A par l'égaliseur MMSE

De même, nous représentons la variation de BER par différentes valeurs de SNR, dans ce cas en utilisant l'égaliseur MMSE (figure 3.15). Donc à partir de résultats obtenus, on constate que l'égaliseur MMSE donne les mêmes performances que celles estimées par les algorithmes proposés et mesurées du canal BRAN A.

A partir des figures (3.14) et (3.15), on constate que les algorithmes proposés donnent le même résultat que ceux mesurés par l'utilisation des égaliseurs ZF et MMSE du canal BRAN A, et on remarque aussi que les algorithmes proposés sont très efficaces avec l'égaliseur ZF.

## 13.3. Egalisation aveugle des systèmes MIMO-MC-CDMA [47,50,59]

Dans cette partie, nous discutons l'égalisation aveugle des canaux MIMO avec application au système MC-CDMA, par des techniques de l'égalisation à la réception tel que, l'égaliseur

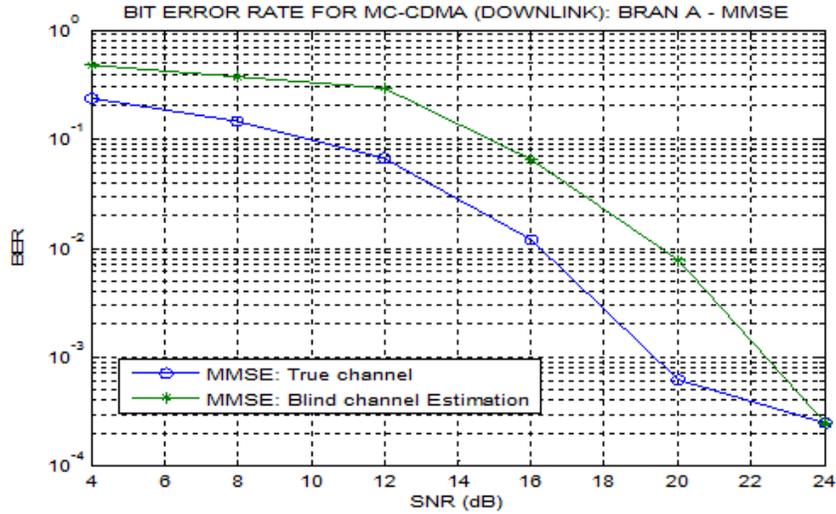


FIGURE 3.15 – Variation de BER en fonction de SNR pour le canal BRAN A (cas de l'égaliseur MMSE).

de Forçage Zéro ZF (Zero-Forcing Equalizer), l'égaliseur de l'Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM) ou MMSE (Minimum Mean Square Error Equalizer), l'égaliseur des Annulations d'Interférences Successives Ordonnées non linéaires (AISO) OSIC (Ordered Interference Successive Cancellations Equalizer), et l'égaliseur de Maximum de Vraisemblance (MV) ou ML (Maximum Likelihood Equalizer)[1].

### 13.3.1. L'égaliseur ZF

Dans cette partie, on va traiter l'égalisation des canaux MIMO par l'égaliseur ZF (Zero Forcing), fait référence à une technique d'algorithme d'égalisation linéaire utilisée dans le monde des télécommunications, qui implique l'inverse de la réponse en fréquence d'un canal particulier [59]. L'égaliseur de forçage zéro, est une technique de détection par l'inversion de matrice. Cette technique consiste à appliquer au vecteur reçu une matrice d'égalisation  $W$ . Le critère ZF a été proposé, pour éliminer le SIC de la sortie de l'égaliseur. La matrice  $W$  est égale au pseudo-inverse de la matrice de canal [60], qui s'écrit sous la forme suivante :

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \quad (3.45)$$

### 13.3.2. L'égaliseur MMSE

En télécommunication, un estimateur d'Erreur Quadratique Moyenne Minimale (EQMM) (MMSE) est un estimateur qui suit une méthode d'estimation, par laquelle il minimise l'erreur quadratique moyenne, pour les valeurs ajoutées de diverses variables dépendantes. La méthode

MMSE se réfère plus étroitement à l'estimation de fonction de coût quadratique, en configuration bayésienne.

La procédure de réflexion derrière cette approche bayésienne consiste à estimer les sources à partir de diverses conditions pratiques, où nous avons parfois des informations importantes sur les paramètres qui doivent être estimés. Le récepteur MMSE, retient à la fois les interférences et les parasites, mais dans la mesure où le récepteur ZF est un problème, il élimine uniquement les interférences ou le bruit. De ceci, nous pouvons conclure que la valeur moyenne de l'erreur (MSE) est minimisée. Pour surmonter l'inconvénient de l'amélioration du bruit de ZF, le concept de MMSE est introduit. Donc, nous pouvons dire que MMSE est prétentieux à ZF en présence de bruit et d'interférence. Maintenant, l'estimateur linéaire moyen des carrés moyens pour le système MIMO est [59].

$$\hat{x} = P_d H^H (H^H + \sigma_n^2)^{-1} y \quad (3.46)$$

où  $P_d$ , est la puissance de chaque élément diagonal, et  $\sigma_n^2$  la puissance du composant de bruit. L'égaliseur MMSE est basé sur la minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) :

$$\widehat{W} = \underset{W}{\operatorname{argmin}} E[\|W^H y - x\|^2] \quad (3.47)$$

La matrice d'égalisation optimale est alors donnée par la relation suivante :

$$W = H^H \left( \frac{\sigma_w^2}{\sigma_x^2} I_{N_r} + H H^H \right)^{-1} \quad (3.48)$$

avec  $E[ww^H] = \sigma_w^2 I_{N_r}$  et  $E[xx^H] = \sigma_x^2 I_{N_t}$ . En présence de bruit, la matrice à inverser est toujours définie positive, on dit alors qu'elle est inversible.

### 13.3.3. L'égaliseur OSIC (Ordered Interference Successive Cancellations)

Les égaliseurs ZF et MMSE ne sont pas toujours satisfaisants : le premier est sensible au bruit, et le second ne supprime aucun ISI. Ainsi, Golden et Foschini ont proposés dans [61,62] un algorithme basé sur un retour de décision de critère ZF ou MMSE. Le principe de cet algorithme appelé OSIC est la contribution du symbole qui vient d'être détecté est soustraite du vecteur reçu, ce qui donne un vecteur contenant moins d'interférences. Le symbole transmis sur le chemin de données ayant une puissance la plus forte est décodé en premier. Après décodage, sa contribution est annulée sur le vecteur reçu, l'opération est répétée pour tous les symboles transmis. Les étapes de cet algorithme sont définies par la procédure suivante :

**Initialisation**

$$i = 1$$

$$G_1 = H^\dagger$$

$$k_1 = \operatorname{argmin}_j \|G_1\|^2$$

**Boucle Itérative**

$$W_{k_i} = (G_i)_{k_i}$$

$$r_{k_i} = W_{k_i}^T r_i$$

$$\hat{x}_{k_i} = Q(y_{k_i})$$

$$y_{i+1} = y_i - \hat{x}_{k_i} (H)_{k_i}$$

$$G_{i+1} = (H_{k_i})^\dagger$$

$$k_{i+1} = \operatorname{argmin}_j \|(G_{i+1})_j\|^2$$

$$i = i + 1$$

Dans cet algorithme, nous utilisons les notations suivantes :

- ✓  $(G_i)_j$  représente le  $j^{\text{ème}}$  line de  $G_i$ ,
- ✓  $k_i$  représente les symboles détectés par ordre,
- ✓  $Q$  symbolise le processus de quantification,
- ✓  $H_{k_i}$  est la matrice de canal  $H$  qui permet d'annuler les contributions du première émetteur  $k_i$ .

Comme tous les égaliseurs à retour de décision [63], l'OSIC à l'inconvénient de propager des erreurs.

### 13.3.4. L'égaliseur ML (Maximum Likelihood)

Dans cette section, nous développons la procédure d'égalisation du Maximum de Vraisemblance ou (ML) pour la reconnaissance des mots isolés [64]. Cependant, il est assez général, et peut être utilisé pour la reconnaissance de la parole continue en utilisant des unités de sous-mot [65]. Nous utilisons ici les coefficients d'observation issus de l'analyse de prédiction linéaire comme caractéristiques de reconnaissance [66]. Laisser l'énoncé d'entrée à reconnaître par une séquence d'observation  $y = [y_1, y_2, \dots, y_T]$ , avec  $T$  est le nombre des symboles dans l'énoncé d'entrée. Puisque, cette expression est trouvée dans des conditions défavorables, elle

est déformée. Notre but ici, est de nettoyer cette distorsion. Pour cela, nous transformons chaque vecteur de cet énoncé de telle sorte que la fonction de vraisemblance soit minimisée. Notons que  $F_\eta$ , fonction de transformation (ayant comme paramètres  $\eta$ ) et  $x = [x_1, x_2, \dots, x_T]$  la séquence d'entrée après la transformation  $F_\eta$ . Alors on a :

$$x_t = F_\eta(y_t), \quad \text{pour } 1 \leq t \leq T \quad (3.49)$$

Notre objectif, est de trouver cette transformation telle qu'elle maximise la fonction de vraisemblance dans le cadre HMM [68]. Pour trouver cette transformation, nous considérons une densité continue HMM  $\lambda = [N, \pi, A, B]$ , avec  $N$  le nombre d'états dans le modèle,  $\pi = [\pi_i, 1 \leq i \leq N]$ , le vecteur de probabilité d'état initial ( $\pi_i$  est la probabilité que le modèle soit dans l'état  $i$ ),  $A = [a_{ij}, 1 \leq i, j \leq N]$  la matrice de transition de la chaîne de Markov, ( $a_{ij}$  est la probabilité de transition d'un état  $i$  à l'état  $j$ ) [66], et  $B = [b_j(x_t), 1 \leq j \leq N]$  la matrice de probabilité de sortie,  $b_j(x_t)$  est le vecteur de probabilité de sortie  $x_t$ , avec le modèle est dans l'état  $j$ . Dans notre étude, le terme  $b_j(x_t)$  représente le mélange de  $M$  normal des fonctions de densité de probabilité (PDF), c-à-d :

$$b_j(x_t) = \sum_{k=1}^M C_{jk} N(x_t, \mu_{jk}, \sigma_{jk}) = \sum_{k=1}^M \frac{C_{jk}}{[(2\pi)^{d/2} \prod_{i=1}^d \sigma_{jki}]} \quad (3.50)$$

où  $d$ , est le nombre de caractéristiques dans un vecteur d'entrée,  $C_{jk}$  est le poids du mélange de  $k^{\text{ème}}$  mélange de  $j^{\text{ème}}$  état,  $\mu_{jk}$  et  $\sigma_{jk}$ , sont les vecteurs de déviation moyenne et standard, respectivement, de  $j^{\text{ème}}$  état et de  $k^{\text{ème}}$  mélange. Notez que, nous utilisons ici les matrices de covariance diagonale (nous supposons que les éléments diagonaux sont nuls). La fonction de transformation  $F_\eta$  est estimée par la formule du maximum de vraisemblance en deux étapes : la segmentation, et la maximisation. Dans l'étape de segmentation, le modèle  $\lambda$  est supposé connu, avec l'utilisation de l'algorithme de Viterbi qui permet de segmenter la séquence d'observation en états. La séquence d'état soit donnée par la relation suivante :

$$q_1^T = [q_1, q_2, \dots, q_T] \quad (3.51)$$

Dans l'étape de maximisation, la transformation est obtenue en maximisant la fonction de vraisemblance qui est exprimée comme la probabilité de la séquence  $x$  donnée au modèle et à la séquence d'états, et s'écrit comme suit :

$$P(x|q_1^T, \lambda) = \prod_{t=1}^T b_{q_t}(x_t) \quad (3.52)$$

notons  $q_t$  par  $j$ . Ensuite, la vraisemblance logarithmique de la séquence est donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} L(x|q_1^T, \lambda) &= \log(P(x|q_1^T, \lambda)) \\ &= \sum_{t=1}^T \log(b_j(x_t)) \end{aligned} \quad (3.53)$$

Nous supposons que la fonction de transformation  $F_\eta$  est linéaire, et elle est caractérisée par un vecteur de polarisation additive  $B$  dans le domaine d'observation, alors on a :

$$x_t = y_t - B \quad (3.54)$$

avec  $B$ , est obtenu par la maximisation de la fonction de log-vraisemblance suivante :

$$L(y|q_1^T, \lambda) = \sum_{t=1}^T \log \left[ \sum_{m=1}^M C_{jm} N(y_t - B, \mu_{jm}, \sigma_{jm}) \right] \quad (3.55)$$

où  $j$  désigne l'état  $qt$  et la probabilité d'observation de cet état est donnée par la somme pondérée de  $M$  mélanges gaussiens. La  $k^{\text{ème}}$  composante du vecteur de polarisation  $B$ , est obtenue à partir de cette maximisation, elle est donnée par :

$$B_k = \frac{\sum_{t=1}^T \sum_{m=1}^M \{ \gamma_{jmt} (y_{tk} - \mu_{jmk}) / \sigma_{jmk}^2 \}}{\sum_{t=1}^T \sum_{m=1}^M \{ \gamma_{jmt} / \sigma_{jmk}^2 \}} \quad (3.56)$$

avec :

$$\gamma_{jmt} = \frac{C_{jm} N(y_t, \mu_{jm}, \sigma_{jm})}{\sum_{m=1}^M C_{jm} N(y_t, \mu_{jm}, \sigma_{jm})} \quad (3.57)$$

Ainsi, l'égaliseur ML est optimal en termes de BER [48]. Cette méthode consiste à comparer tous les signaux pouvant être reçus avec les signaux effectivement reçus, pour sélectionner le plus probable d'entre eux, nous utilisons l'équation suivante :

$$\hat{x} = \underset{x}{\operatorname{argmin}} \|y - Hx\|^2 \quad (3.58)$$

La complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'antennes, utilisées dans la transmission, et le nombre d'états  $M$  de la modulation [68]. En effet, le récepteur doit comparer  $M^{N_t}$  les solutions possibles avec le vecteur des signaux reçus.

## 13.4. Les performances du système MIMO-MC-CDMA

Dans la simulation, nous testons les performances de l'égalisation du système MIMO-MC-CDMA, en utilisant les algorithmes de l'égalisation qui sont proposés dans les sections précédentes. Cette évaluation est faite, en calculant le Taux d'Erreur Binaire (TEB ou BER en anglais), avec l'utilisation des paramètres réels et estimés, pour le canal de Rayleigh. Dans ce qui suit, nous présentons la variation de BER en fonction de SNR avec la modulation BPSK.

### 13.4.1. Performance du système MIMO-MC-DCMA avec l'égaliseur ZF

Dans cette section, nous présentons les performances du système MIMO-MC-CDMA par l'égaliseur ZF, en calculant le BER en fonction du rapport signal sur bruit SNR. Les résultats

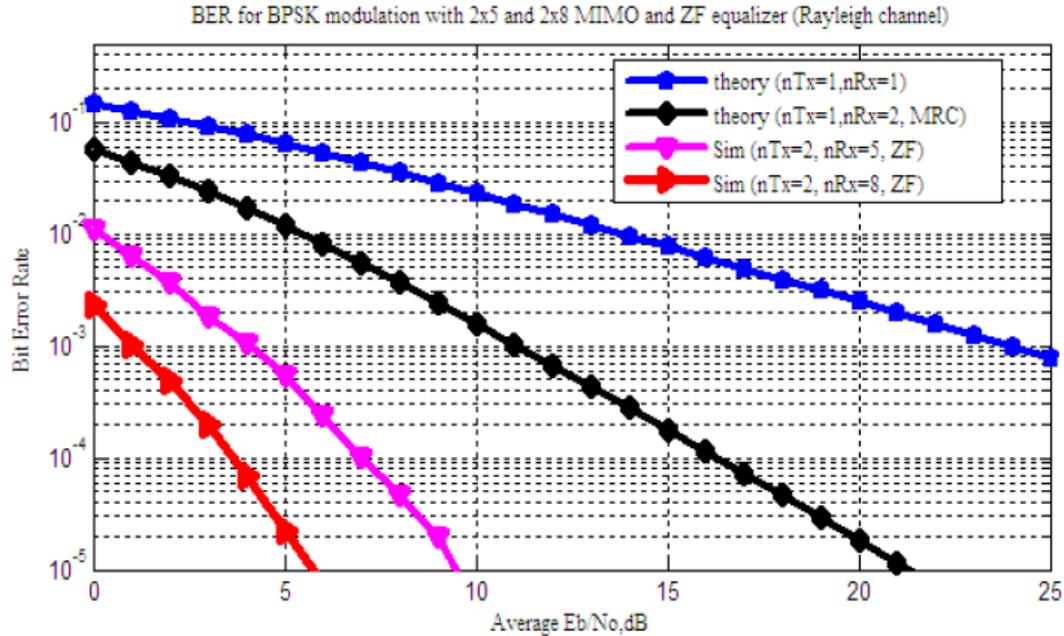


FIGURE 3.16 – Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur ZF.

de la simulation montrent que l'égalisation du canal par l'algorithme ZF est très puissante si le nombre d'antennes de réception est important, alors il permet de réduire le nombre de bits erronés (BER)(figure 3.16).

#### 13.4.2. Performance du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur MMSE

La figure (3.17), représente la variation des valeurs de BER en fonction de SER. A partir de cette figure, on remarque que les valeurs de BER diminuent si le nombre d'antennes augmentent à la réception.

#### 13.4.3. Performance du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur OSIC

Nous testons dans cette partie, les performances du système MIMO dans le cas du signal MC-CDMA par l'algorithme OSIC, à partir du résultat obtenu on constate que cet algorithme (OSIC) joue un rôle important dans le système MIMO-MC-CDMA pour égaliser le canal de transmission de Rayleigh (Fig. 3.18).

#### 13.4.4. Performance du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur ML

A partir de la figure (3.19), nous observons que le nombre de bits erronés est important dans le système SISO et le système SIMO (1x1, 1x2), en comparaison avec le système MIMO (2x5),

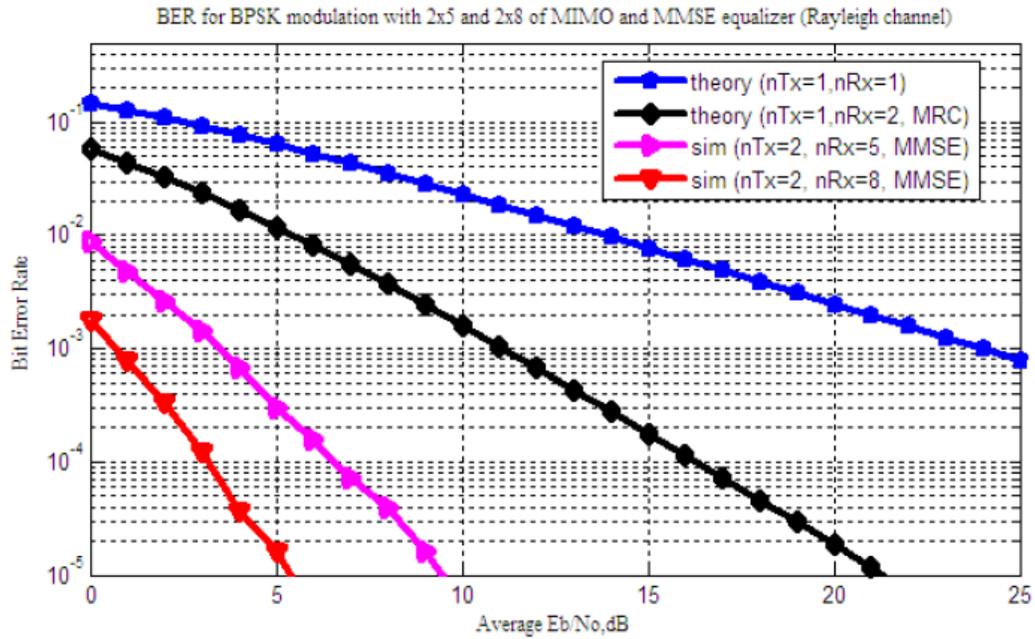


FIGURE 3.17 – Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur MMSE.

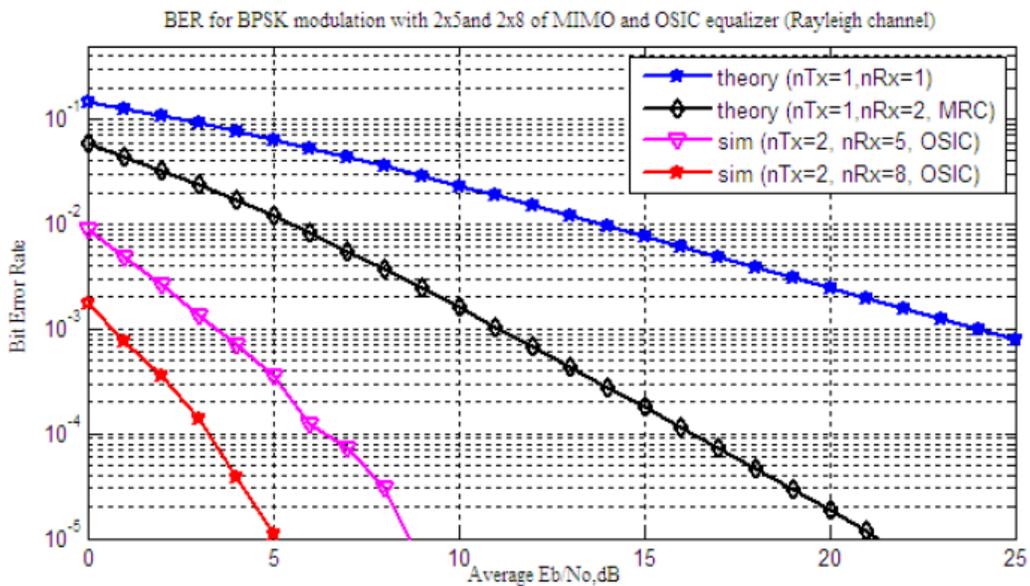


FIGURE 3.18 – Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur OSIC.

alors cet algorithme donne de bon résultats d'égalisation du canal, si le nombre d'antennes est important au réception (cas du système MIMO-MC-CDMA).

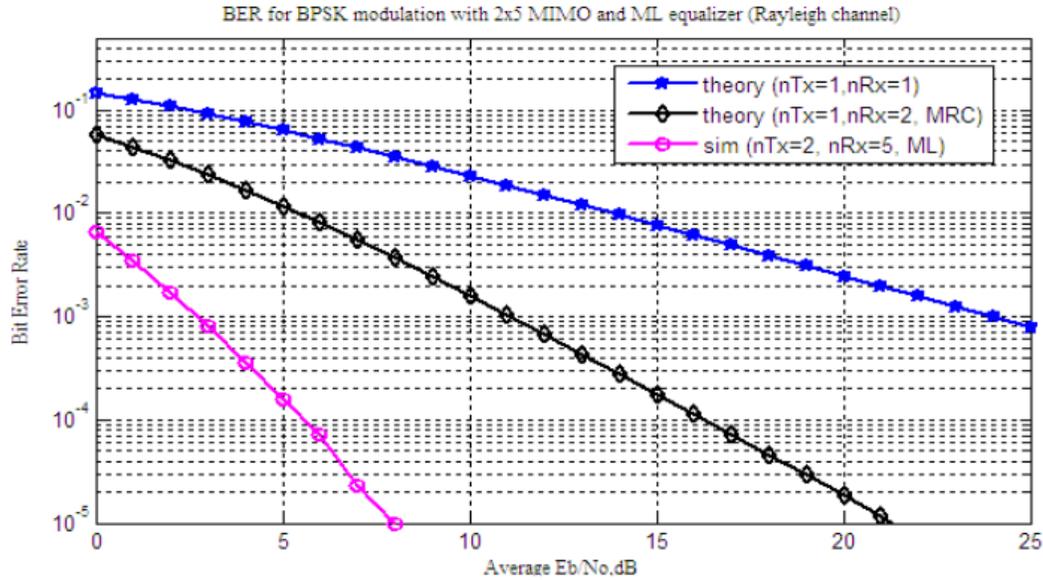


FIGURE 3.19 – Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseur OSIC.

### 13.4.5. Résultats de comparaison

Cette section, démontre les résultats de comparaison entre les performances des algorithmes de l'égalisation des canaux MIMO qui sont proposés, avec l'utilisation de signal de 4<sup>ème</sup> MC-CDMA. A partir des résultats de simulation pour le système des canaux MIMO et par application au système MC-CDMA, nous constatons que l'algorithme d'égalisation ML est plus fort que les autres algorithmes pour diminuer les bits erronés qui sont transmis au cour du canal (Fig 3.20).

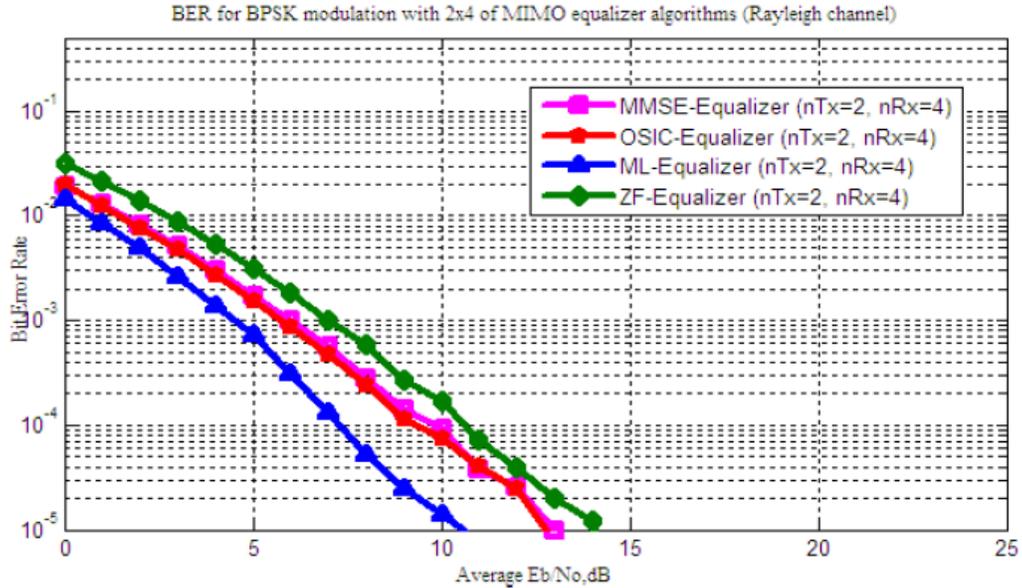


FIGURE 3.20 – Comparaison des Performances du système MIMO-MC-CDMA avec l'égaliseurs ZF, MMSE, OSIC et ML.

## 14. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'égalisation aveugle des canaux de transmission SISO et MIMO avec application au système de 4<sup>ème</sup> génération MC-CDMA. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons utilisé les algorithmes qui sont basés sur les cumulants d'ordre supérieur (SOS) pour l'égalisation du système SISO-MC-CDMA et dans l'application, nous avons procédé à l'égalisation du canal radio mobile BRAN A et B. Les résultats de simulation montrent que les algorithmes proposés donnent des résultats satisfaisants et très encourageants pour le système SISO-MC-CDMA ainsi que l'algorithme qui est basé sur les cumulants d'ordre 4 est très efficace par rapport à l'algorithme des cumulants d'ordre 3. Dans la deuxième partie, nous avons considéré le problème d'égalisation aveugle du système MIMO-MC-CDMA par les algorithmes d'égalisation à la réception tels que le zéro-forcing (ZF), l'erreure quadratique moyenne minimale (MMSE), l'annulation d'interférence successive ordonnée(OSIC) et le maximum de vraisemblance (ML). Les résultats de simulation, montrent que le système MIMO à une grande capacité de transmission que les systèmes SISO, MISO et SIMO. Ainsi, les algorithmes d'égalisation donnent de bons résultats si le nombre d'antennes est important à la réception du système MIMO-MC-CDMA de plus l'algorithme qui est basé sur la méthode ML est très puissant par rapport aux autres algorithmes (ZF, MMSE et OSIC).

# Chapitre 4

## Egalisation aveugle des canaux de transmission et les méthodes adaptatifs

### 1. Introduction

Les algorithmes classiques d'égalisation et de récupération des porteuses pour la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) dans les systèmes de communication numériques nécessitent généralement une période d'apprentissage initiale pendant laquelle une séquence de données connue est transmise correctement au récepteur [43,69].

D'un autre côté, l'égalisation aveugle du canal permet de récupérer les symboles de séquence d'entrée inconnue sur le canal sans utiliser les bits d'apprentissage. Les méthodes aveugles utilisent la séquence du signal reçue sans connaissance à priori de la séquence d'entrée [70]. L'égalisation du canal à phase non minimale a été effectuée en utilisant les algorithmes des statistiques d'ordre supérieur [71-74].

En télécommunication, l'égalisation consiste à filtrer le bruit qui est ajouté au signal à travers le canal de transmission. L'égalisation du canal conventionnelle utilise une phase d'apprentissage initiale, tandis que l'égalisation du canal aveugle ne l'utilise pas.

Dans ce chapitre, nous étudions quelques algorithmes de filtrage adaptatif tels que l'algorithme de Godard [75], l'algorithme de module constant (CMA) [76], l'algorithme de Fraction Spaced CMA (FSCMA) [75,77] et un algorithme basé sur la méthode de Kurtosis Maximisation appelé algorithme adaptatif de maximisation de Signe Kurtosis (SKMAA) [78].

Nous allons aussi proposer deux nouveaux algorithmes basés sur les méthodes ZF et MMSE. Nous simulons ces algorithmes et nous évaluons leurs performances par rapport aux autres algorithmes qui sont proposés dans la littérature.

## 2. Systèmes et Hypothèses

La méthode d'égalisation aveugle, des symboles transmissent par les algorithmes de filtrage adaptatif, est représentée dans la figure 4.1. On suppose que la séquence transmise  $S(k)$  est la séquence des symboles de la distribution indépendante, avec  $S(k) \in A$ . Où  $A$  est le jeu de caractères Windows. L'entrée de l'égaliseur adaptatif est définie par :

$$\begin{aligned} X(k) &= h(k).S(k) + V(k) \\ &= \sum_{i=1}^N h(i)S(k-i) + V(k) \end{aligned} \quad (4.1)$$

où  $h(i) = [h(1), h(2), \dots, h(N)]$ , représente les paramètres du canal,  $S(k)$  est définie les symboles d'entrée, et  $V(k)$  est le bruit gaussien additif coloré. La sortie de l'égaliseur peut être définie par la relation suivante :

$$\begin{aligned} y(k) &= f(k).X(k) \\ &= \sum_{i=1}^N f(i)X(k-i) \end{aligned} \quad (4.2)$$

où  $f(k)$ , c'est le vecteur de poids, et  $X(k)$  représente le vecteur de données d'entrée de l'égaliseur à l'instant  $k$ .

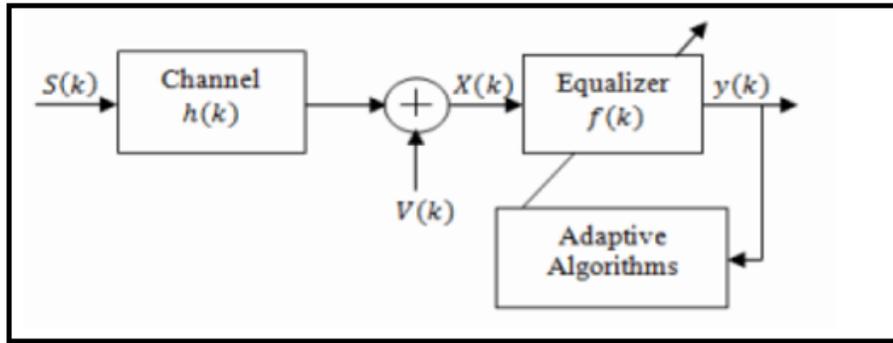


FIGURE 4.1 – Egalisation Aveugle par modèle de système d'algorithmes adaptatifs.

## 3. Egalisation Aveugle du Canal

Le but de l'égalisation aveugle du canal, est de récupérer les symboles de séquence d'entrée inconnu sur le canal, à savoir de calculer le taux d'erreur de symbole (TEB), pour cela nous avons proposés deux algorithmes basés sur les méthodes ZF et MMSE, et on les comparés avec les filtres adaptatifs (CMA, FSCMA et SKMAA). La figure 4.2 représente le principe de

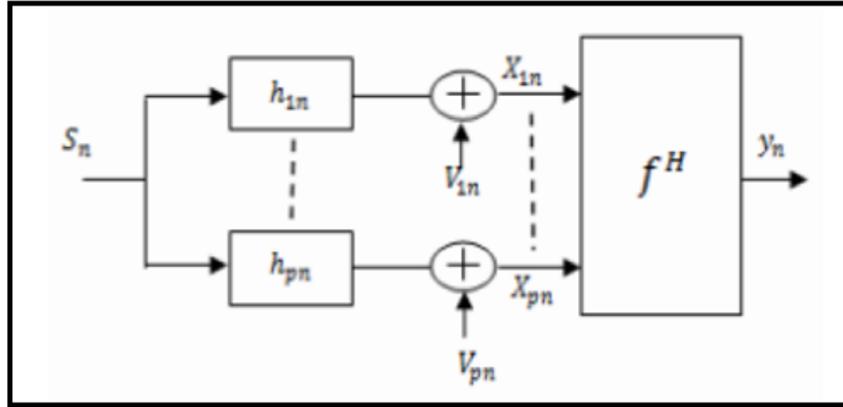


FIGURE 4.2 – Modèle de l'égalisation Aveugle des Canaux.

l'égalisation aveugle des canaux.

Pour l'égalisation aveugle du canal, nous présentons deux algorithmes proposés, et les méthodes adaptatifs.

## 4. Les algorithmes Proposés [34,35,79-81]

Dans cette partie, nous développons deux algorithmes basés sur les méthodes ZF et MMSE, tout d'abord nous commençons par une petite discussion sur l'égaliseur Zero Forcing (ZF), et Minimum Mean Square Error (MMSE).

### 4.1. Méthode d'égalisation ZF

Afin de compenser l'effet du canal CPL (Power Line Communication), nous considérons l'égaliseur ZF, qui satisfait aux conditions indiquées ci-dessous par :

$$f_{ZF}H = I \quad (4.3)$$

avec  $f_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H$ , est la matrice de décodage ZF,  $(.)^H$  désigne la transposition hermitienne,  $H$  est la matrice de canal de transmission, et  $I$  c'est la matrice de l'identité. Le symbole estimé à la réception, en utilisant l'égaliseur ZF est donné par la relation suivante :

$$\begin{aligned} \hat{S}(n) &= f_{ZF}X(n) \\ &= f_{ZF}HS(n) + f_{ZF}V(n) \\ &= IS(n) + f_{ZF} \end{aligned} \quad (4.4)$$

si le déterminant de  $H$  n'est pas nul, alors il existe une matrice inverse de  $H$  tel que :

$$f_{ZF} = H^{-1} \quad (4.5)$$

L'égalisation ZF est idéale, lorsque le canal est silencieux. Si le canal est bruité, l'égalisation ZF peut être inversée complètement le canal.

## 4.2. Méthode d'égalisation MMSE

Afin de minimiser la puissance de la composante de bruit, nous utilisons l'égalisation MMSE, qui est donnée par :

$$f_{MMSE} = \min \|S_{n-d} - f_{MMSE}^H X(n)\|^2 \quad (4.6)$$

avec,  $f_{MMSE}$  est la matrice de décodage MMSE, et  $\|\cdot\|$  c'est la norme de  $S_{n-d} - f_{MMSE}^H X(n)$ . Ou, on a :

$$f_{MMSE} = R_X^{-1} \hat{h}_d \quad (4.7)$$

avec,  $R_X = E[X(n)X^H(n)]$ , et  $\hat{h}_d = E[X(n)S_{n-d}^*]$ . Dans la pratique l'expression de  $R_X$  et de  $\hat{h}_d$  est donnée par :

$$R_X = \frac{1}{k} \sum_{n=1}^k X(n)X^H(n) \quad (4.8)$$

$$\hat{h}_d = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M X(n)S_{n-d}^* \quad (4.9)$$

l'égalisation MMSE peut être utilisée pour estimer l'effet du canal en faisant varier la matrice de décodage conformément à la valeur de SNR. En outre, il empêche l'amplification de la composante de bruit.

## 4.3. Premier Algorithme proposé (Algorithme 1)[47,79,80]

Le premier algorithme proposé (Algorithme 1), est défini par les étapes suivantes :

- Transmettre  $k$  symboles, on suppose que le premier  $M$  est assuré connu ;
- Obtenir les échantillons reçus  $X(n)$ ,
- Construire des vecteurs d'échantillons  $X(n)$
- Calculer  $R_X$  et  $\hat{h}_d$  par les relations (4.8) et (4.9),
- Calculer le taux d'erreur de symbole (SER) :
  - Utiliser la relation  $f^H X(n)$  pour estimer le symbole  $\hat{S}_{n-d}$
  - Comparer le symbole estimé  $\hat{S}_{n-d}$  par le symbole réel  $S_{n-d}$

#### 4.4. Deuxième algorithme proposé (Algorithme 2)[35,47]

L'égalisation aveugle est un processus de récupération d'une séquence de données d'entrée inconnue, à partir d'un signal bruité observé à la sortie du canal. Le principal avantage de l'égalisation aveugle du canal, est qu'il ne nécessite pas de connaître de séquence d'apprentissage d'entrée, ce qui entraîne généralement une réduction du débit de données. Dans ce cas, nous avons proposé un algorithme (Algorithme 2) pour récupérer les symboles transmis  $S$  au cours du canal de transmission d'une manière aveugle. En l'absence de bruit, la sortie de l'égaliseur est donnée par la relation suivante :

$$y(n) = H^H G_i G_i^H X(n) \quad (4.10)$$

où  $H$ , représente la matrice des paramètres du canal,  $G_i$  est la matrice calculer par la méthode SVD. Le paramètre égaliseur est défini par l'équation suivante :

$$f = H^{-1} \quad (4.11)$$

alors le symbole estimé est donné par :

$$\begin{aligned} \hat{S} &= f^H X(n) \\ &= (H^H H)^{-1} H^H X(n) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Ainsi que, l'algorithme 2 est défini par les étapes suivantes :

- Construire des vecteurs d'échantillons  $X(n)$ ,
- Calculer  $R_X$  et  $f$ ,
- Calculer  $G_i$  par méthode SVD,
- Calculer le taux d'erreur de symbole (SER).

## 5. Les méthodes adaptatifs [75,79,80,82]

### 5.1. Méthode CMA

Le problème avec les techniques adaptatifs aveugles est leur faible propriété de convergence par rapport aux techniques traditionnelles, utilisant des séquences d'apprentissage. Généralement, un algorithme basé sur la descente de gradient, est utilisé avec les schémas d'adaptation aveugles. L'algorithme d'adaptation aveugle à base de descente de gradient le plus couramment utilisé, est l'Algorithme à Module Constant (CMA). L'Algorithme de Module Constant (CMA) [76,78], est largement répandu en tant que l'égalisation aveugle adaptatif, pour les systèmes de communications numériques, fonctionnant sur des canaux d'interférence inter-symboles. Le critère du

module constant (CM) peut être exprimé par la fonction de coût suivante :

$$J_{CM} = \frac{1}{4} E(|X_n|^2 - \gamma)^2 \quad (4.13)$$

où,  $\gamma$  est une constante positive connue sous le nom  $n$  rayon Godard ( $n$  radius Godard)[69]. La méthode CMA, permet de faire une descente de gradient stochastique de la fonction  $J_{CM}$ , est spécifié par l'équation suivante :

$$f(n+1) = f(n) + \mu S_n^* X_n (\gamma - |X_n|^2) \quad (4.14)$$

où,  $\mu$  est une constante positive, et  $S_n^*$  représente le vecteur d'entrée de l'égaliseur à l'index temporel  $n$ . On note,

$$\psi(X(n)) = X_n (\gamma - |X_n|^2) \quad (4.15)$$

la fonction  $\psi(X(n))$  identifiée dans la relation (4.15), est appelée fonction d'erreur CMA. Alors l'équation (4.14) devient :

$$f(n+1) = f(n) + \mu S_n^* \psi(X(n)) \quad (4.16)$$

## 5.2. Méthode Fractional Spaced CMA (FSCMA)

Pour un égaliseur à un espacement fractionnaire (FSE), l'espacement des prises de l'égaliseur est une fraction de l'espacement du temps, ou de la période de symbole transmise. Comme la sortie de l'égaliseur au même débit que celle de symboles d'entrée, la sortie du FSE doit être calculée une fois dans chaque période de symbole[21]. Dans l'espace fractionnaire, la méthode FSCMA est de convergence globale.

$$\min J = E[ (|f^H X(n)|^2 - Rz)^2 ] \quad (4.17)$$

mettre à jour de la règle :

$$f(n+1) = f(n) - \mu E[ (|f^H X(n)|^2 - Rz)^2 ] X(n) X^H(n) f(n) \quad (4.18)$$

Alors l'algorithme FSCMA est défini par les étapes suivantes :

- Construire l'espace échantillon reçu,
- Construire le vecteur d'échantillon  $X(n)$ ,
- pour  $n = 1, 2, \dots$ , mettre à jour la relation (4.17), et calculer les coefficients d'égalisation  $f$  par la relation (4.18),
- Vérifiez la valeur de SER.

### 5.3. Méthode SKMAA

L'Algorithme Adaptatif de Maximalisation de Signe de Kurtosis (Sign Kurtosis Maximization Adaptive Algorithm (SKMAA)), est utilisé pour l'égalisation aveugle du canal. L'algorithme SKMAA est basé sur La méthode de kurtosis des signaux stochastiques, l'approche de cet algorithme est de restaurer les vecteurs de poids de l'égaliseur d'une manière aveugle [82]. De plus, il est également nécessaire de calculer l'échantillon de sortie  $y(n)$  du filtre adaptatif. L'idée générale, est de maximiser la fonction de coût choisie. Pour assurer la performance de l'algorithme SKMAA à chaque instant  $n$ , la condition suivante est faite :

$$J(f(n+1)) > J(f(n)) \quad (4.19)$$

où la fonction de coût est donnée par la relation suivante :

$$J_{KMA}(f) = \frac{|Kurtosis[y(n)]|}{E^2|y(n)|^2} \quad (4.20)$$

où, *Kurtosis* est définie par l'équation suivante :

$$Kurtosis[y(n)] = E|y^4(n)| - 3E^2|y^2(n)| \quad (4.21)$$

La mise à jour de l'algorithme SKMAA est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} f(n+1) &= f(n) + \mu \Delta f J_{KMA}(f) \\ &= f(n) + \mu F(y)[S(n) * h(n)] \\ &= f(n) + \mu F(y)X(n) \end{aligned} \quad (4.22)$$

ou,

$$\Delta f J_{KMA}(f) = F(y)X(n) \quad (4.23)$$

où,  $F$  est la fonction de retour définie par :

$$F(y) = \frac{4(E[y^2]y^2 - E[y^4])y}{E^3[y^2]} \quad (4.24)$$

Alors, l'algorithme de signe est introduit dans la méthode KMAA, est écrit par :

$$f(n+1) = f(n) + \alpha \text{Sign}[F(y)].[X(n)] \quad (4.25)$$

où,  $\text{Sign}[\cdot]$  est une fonction de signe simple, et  $\alpha$  est un facteur d'oubli, avec sa valeur est compris entre 0 et 1 ( $0 < \alpha < 1$ ).

## 6. Résultats de Simulation

### 6.1. Egalisation des canaux par des algorithmes proposés et des algorithmes de filtrages adaptatifs.

Dans cette partie, nous évaluons les performances des algorithmes proposés (Algorithm 1, Algorithm 2) et les performances des algorithmes de filtrages adaptatifs, CMA, FSCMA et SKMAA, afin d'égaliser la sortie du canal.

#### 6.1.1. Performance de l'égaliseur de filtre adaptatif CMA, FSCMA et SKMAA

Dans cette section de simulation, nous comparons les performances des algorithmes adaptatifs CMA, FSCMA et SKMAA qui nous avons étudié dans la littérature. La table 4.1 et 4.2 représentent le taux d'erreur de symbole (SER) pour différentes valeurs de SNR et de nombre de symboles  $M$ .

TABLE 4.1 – La variation de valeur du taux d'erreur de symbole (SER), pour les algorithmes adaptatifs par différentes valeurs de SNR.

SNR	Algorithmes Adaptatifs	SER
0dB	CMA	0.4628
	FSCMA	0.4373
	SKMAA	0.3127
5dB	CMA	0.2789
	FSCMA	0.2554
	SKMAA	0.2278
10dB	CMA	0.1881
	FSCMA	0.1793
	SKMAA	0.2061
15dB	CMA	0.0369
	FSCMA	0.0337
	SKMAA	0.1745
20dB	CMA	0.0070
	FSCMA	0
	SKMAA	0.1544
25dB	CMA	0.0040
	FSCMA	0
	SKMAA	0.1474

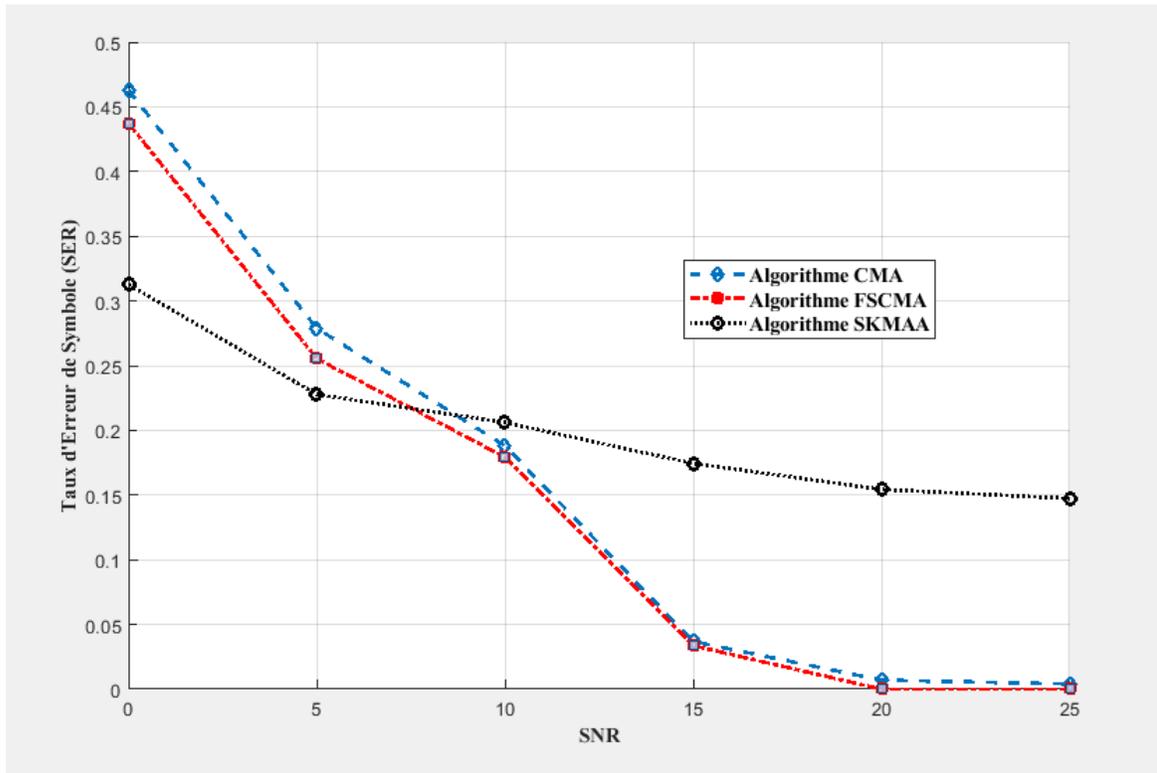


FIGURE 4.3 – Le SER en fonction de SNR, pour les algorithmes CMA, FSCMA et SKMAA.

À partir de la figure 4.3 nous remarquons que l’algorithme SKMAA est plus performant dans un environnement bruité ( $SNR > 10dB$ ) par rapport aux algorithmes adaptatifs CMA et FSCMA. D’autre part si la valeur de  $SNR < 10dB$ , Nous observons que les algorithmes CMA et FSCMA, sont plus puissants que l’algorithme SKEMA. De plus, la méthode SKMAA est le meilleur égaliseur que les méthodes CMA et FSCMA, si le nombre des symboles  $M$  est imprtant (Figure 4.4).

TABLE 4.2 – La variation de valeur du taux d’erreur de symbole (SER), pour les algorithmes adaptatifs par différents nombres des symboles M.

Nombre des symboles M	Algorithmes Adaptatifs	SER
512	CMA	0.4076
	FSCMA	0.3659
	SKMAA	0.3150
1024	CMA	0.4772
	FSCMA	0.3944
	SKMAA	0.3197
2048	CMA	0.5059
	FSCMA	0.4792
	SKMAA	0.3481
4096	CMA	0.5563
	FSCMA	0.5177
	SKMAA	0.3658

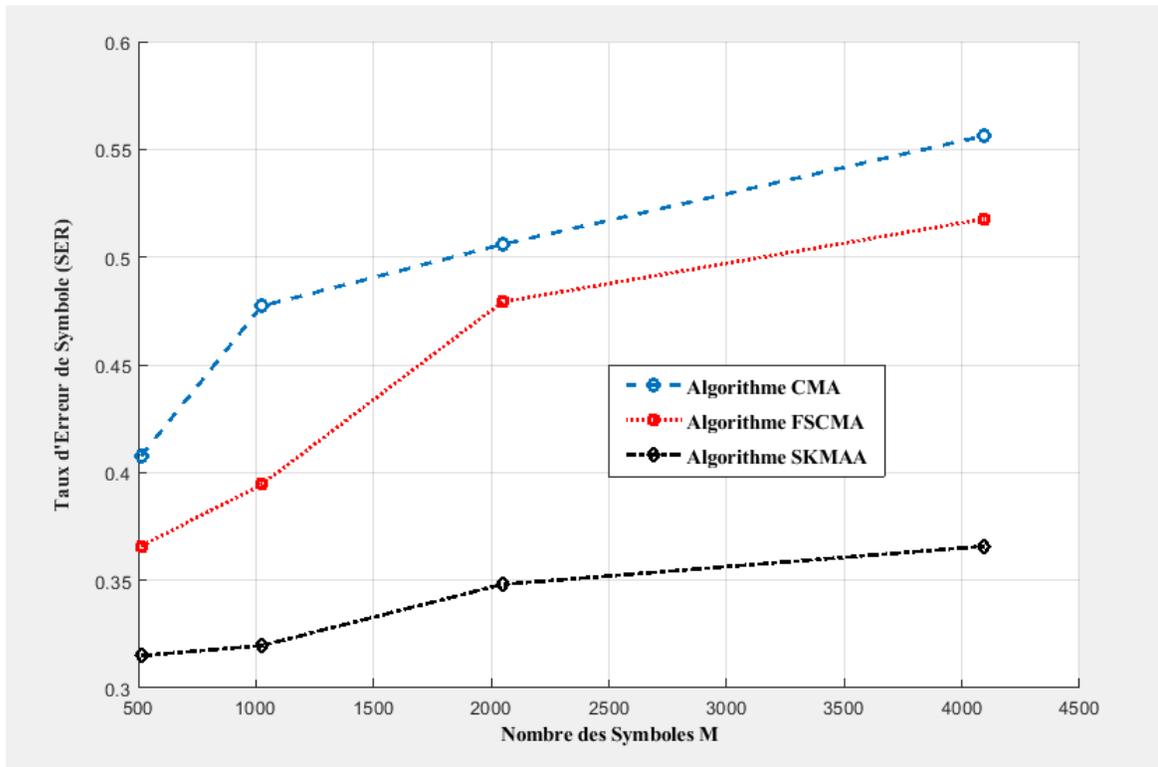


FIGURE 4.4 – Le SER en fonction de nombre des symboles M, pour les algorithmes CMA, FSCMA et SKMAA.

6.1.2. Les algorithmes proposés contre les algorithmes de filtrages adaptatifs

Dans cette partie de simulation, nous évaluons et nous comparaisons, les performances des algorithmes proposés (Algorithm 1, Algorithm 2) et des algorithmes de filtrage adaptatif (CMA, FSCMA et SKMAA), avec différentes valeurs de SNR et de nombre total des symboles M, en utilisant la modulation QPSK.

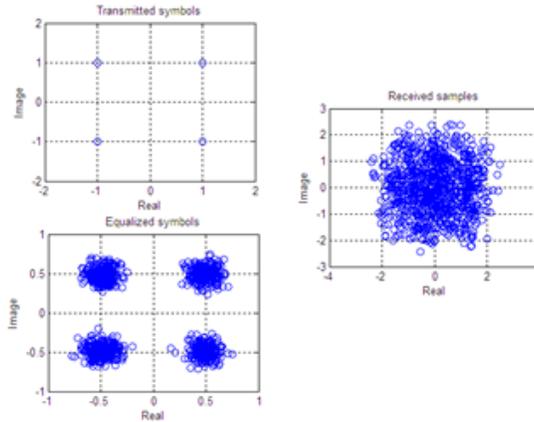


FIGURE 4.5 – Égalisation des canaux par l’algorithme proposé 1 , avec M=1024 et SNR=25 dB.

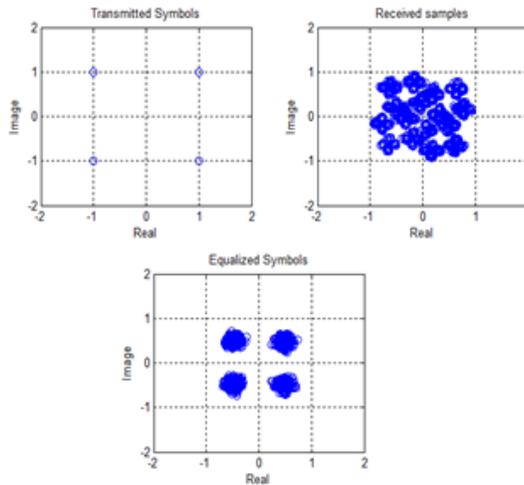


FIGURE 4.6 – Égalisation des canaux par l’algorithme proposé 2 , avec M=1024 et SNR=25 dB.

À partir de la figure 4.5 jusqu’à la figure 4.9, nous remarquons que les algorithmes proposés donnent une bonne égalisation par rapport aux méthodes adaptatifs (CMA, FSCMA et SKMAA). Ainsi que, la méthode FSCMA est le meilleur égaliseur que les autres méthodes (CMA, SKMAA).

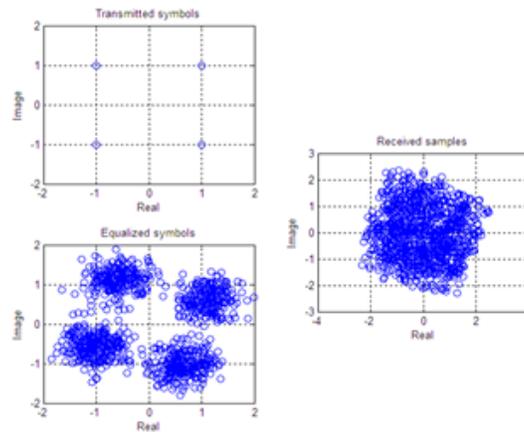


FIGURE 4.7 – Égalisation des canaux par l’algorithme CMA, avec  $M=1024$  et  $\text{SNR}=25$  dB..

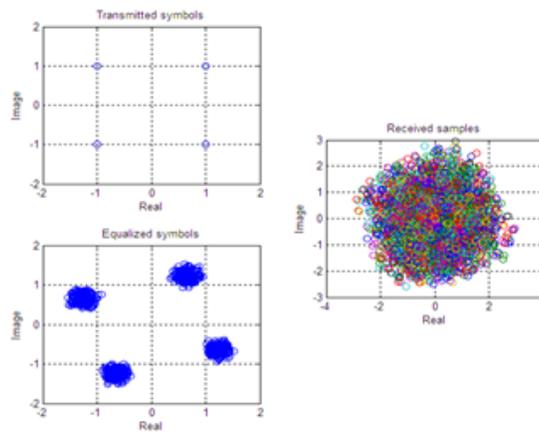


FIGURE 4.8 – Égalisation des canaux par l’algorithme FSCMA, avec  $M=1024$  et  $\text{SNR}=25$  dB.

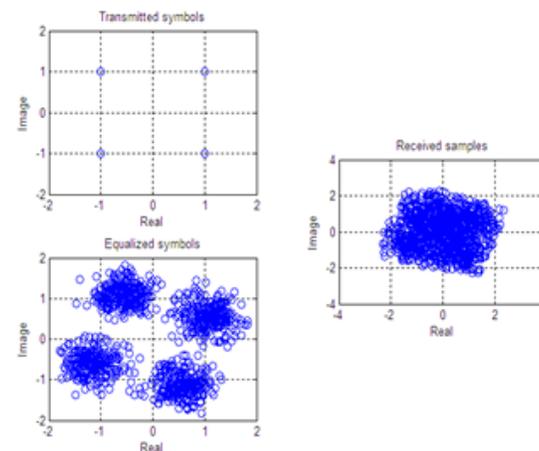


FIGURE 4.9 – Égalisation des canaux par l’algorithme SKMAA, avec  $M=1024$  et  $\text{SNR}=25$  dB.

TABLE 4.3 – Variation de SER, pour les algorithmes proposés et les méthodes adaptatifs, avec différentes valeurs de SNR.

SNR	Algorithmes	SER
0dB	CMA	0.4628
	FSCMA	0.4373
	SKMAA	0.3127
	Algorithm 1	0.1564
	Algorithm 2	0.5722
5dB	CMA	0.2789
	FSCMA	0.2554
	SKMAA	0.2278
	Algorithm 1	0.1026
	Algorithm 2	0.4529
10dB	CMA	0.1881
	FSCMA	0.1793
	SKMAA	0.2061
	Algorithm 1	0.0817
	Algorithm 2	0.3536
15dB	CMA	0.0369
	FSCMA	0.0337
	SKMAA	0.1745
	Algorithm 1	0.0518
	Algorithm 2	0.1305
20dB	CMA	0.0070
	FSCMA	0
	SKMAA	0.1544
	Algorithm 1	0.0020
	Algorithm 2	0.0210
25dB	CMA	0.0040
	FSCMA	0
	SKMAA	0.1474
	Algorithm 1	0
	Algorithm 2	0.0008

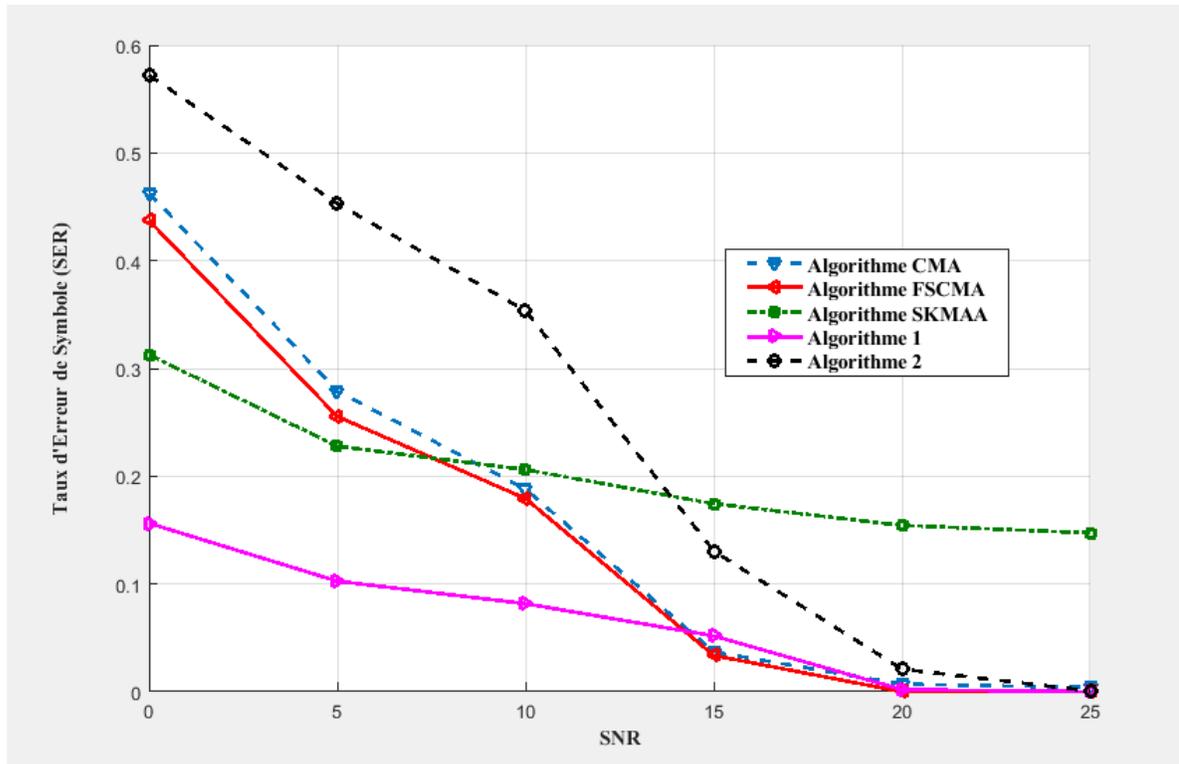


FIGURE 4.10 – La variation des valeurs de SER en fonction des valeurs de SNR.

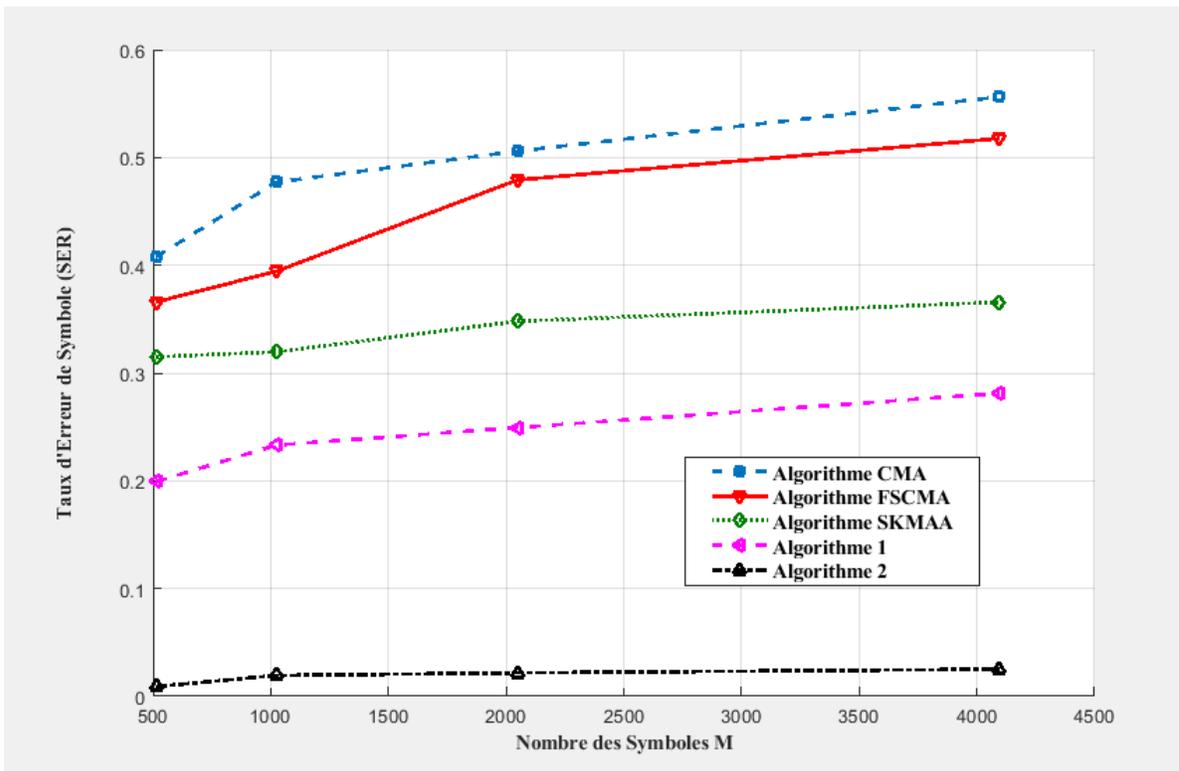


FIGURE 4.11 – La variation des valeurs de SER en fonction de nombre total des symboles M.

TABLE 4.4 – Variation de SER, pour les algorithmes proposés et les méthodes adaptatifs, avec différents nombres de symboles.

Nombre des Symboles M	Algorithmes	SER
512	CMA	0.4076
	FSCMA	0.3659
	SKMAA	0.3150
	Algorithm 1	0.1992
	Algorithm 2	0.0091
1024	CMA	0.4772
	FSCMA	0.3944
	SKMAA	0.3197
	Algorithm 1	0.2331
	Algorithm 2	0.0194
2048	CMA	0.5059
	FSCMA	0.4792
	SKMAA	0.3481
	Algorithm 1	0.2494
	Algorithm 2	0.0218
4096	CMA	0.5563
	FSCMA	0.5177
	SKMAA	0.3658
	Algorithm 1	0.2812
	Algorithm 2	0.0252

À partir des résultats obtenus, nous observons que les Algorithmes Proposés (Algorithme 1, Algorithme 2), donnent de bonnes égalisations du canal de transmission par rapport aux égaliseurs CMA, FSCMA et SKMAA, de plus l'algorithme 2 est plus performant que l'algorithme 1, si le nombre total des symboles M est très élevé (Table 4.4, Figure 4.11), par contre l'algorithme 1 est le meilleur que l'algorithme 2 dans un environnement bruité (Table 4.3, Figure 4.10).

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'égalisation aveugle des canaux de transmission, par des algorithmes proposés (Algorithme 1 et Algorithme 2) et par des algorithmes de filtrages adaptatifs (CMA, FSCMA et SKMAA). Dans la première partie de ce chapitre nous avons développé deux algorithmes qui sont basés sur les méthodes ZF et MMSE et dans la deuxième partie nous avons considéré le problème d'égalisation aveugle des canaux par des algorithmes de filtrages adaptatifs (CMA, FSCMA et SKMAA). Les résultats de simulation, montrent que les algorithmes proposés sont plus performants par rapport aux méthodes adaptatifs, ainsi que l'algorithme 2 est très puissant que l'algorithme 1, si le nombre total des symboles est très élevé, par contre l'algorithme 1 est meilleur que l'algorithme 2 dans un milieu bruité.

# Conclusion et perspectives

Le travail de recherche qui est présenté dans notre thèse porte sur l'estimation, l'identification et l'égalisation aveugle des canaux de transmission en utilisant les cumulants d'ordre supérieur (HOS) et les méthodes d'égalisation à la réception pour le système des canaux SISO et MIMO avec application au signal de 4<sup>ème</sup> génération MC-CDMA.

Ce travail est subdivisé en deux grandes parties : la première partie traite l'estimation et l'identification aveugle du système des canaux radio mobile BRAN et Proakis par les algorithmes proposés. La deuxième partie s'intéresse à l'application des algorithmes d'identification aux problèmes de l'égalisation du système SISO-MC-CDMA. Ainsi que l'égalisation des canaux MIMO avec l'utilisation du système de 4<sup>ème</sup> génération MC-CDMA par des algorithmes qui se basent sur les méthodes d'égalisation à la réception.

Dans le chapitre 1, nous avons introduit les moments, des cumulants et les relations qui les lient, ainsi que les propriétés et les caractéristiques des cumulants d'ordre supérieur (HOS) et aussi les estimateurs des moments, des cumulants et les relations qui les lient.

Alors que dans le chapitre 2, nous avons traité quelques algorithmes qui sont basés sur les cumulants d'ordre 3 et d'ordre 4 et nous avons fait une description du modèle à identifier, des hypothèses et des relations fondamentales sur lesquelles sont basés les algorithmes d'estimation et d'identification aveugle des canaux radio mobile par l'utilisation des cumulants d'ordre supérieur. Ces algorithmes permettant de lier les cumulants du signal de sortie aux paramètres de la réponse impulsionnelle du canal de communication.

Les résultats de simulation montrent que les algorithmes des cumulants d'ordre 3 et d'ordre 4 sont capables d'estimer et d'identifier le système des canaux SISO radio mobile par application au canal BRAN A et Proakis B dans le cas de milieu bruité et non bruité avec différentes nombres d'échantillons. Nous avons aussi comparé les performances de nos algorithmes (ordre 3 et 4) avec ceux proposés dans la littérature. On applique ces algorithmes au problème d'égalisation aveugle des canaux radio mobile dans le cas du système MC-CDMA.

Dans le chapitre 3, nous avons traité le problème de l'égalisation aveugle des canaux SISO et MIMO, avec l'utilisation de signal MC-CDMA. Ce chapitre est subdivisé en deux parties : la première partie traite l'égalisation des canaux radio mobile par les algorithmes proposés avec application au système MC-CDMA. La deuxième partie analyse le problème d'égalisation des canaux MIMO par les algorithmes qui sont basés sur les méthodes d'égalisation à la réception (ZF, MMSE, OSIC et ML).

Les résultats de simulation montrent que les algorithmes des cumulants d'ordre 3 et d'ordre 4 qui sont proposés dans ce mémoire sont capables d'estimer, d'identifier et d'égaliser les canaux de transmission, ainsi que l'algorithme de cumulant d'ordre 4 est très efficace par rapport aux autres algorithmes. Ces résultats montrent aussi que le système MIMO à une grande capacité de communication et un débit très élevé par rapport aux système SISO, SIMO et MISO. Ainsi que les algorithmes d'égalisation que nous avons traité donnent de bons résultats si le nombre d'antenne est important à la réception du système MIMO-MC-CDMA, et une très bonne satisfaction en terme de taux d'erreur binaire (BER). De plus, l'algorithme d'égalisation qui est basé sur la méthode d'égalisation ML est très puissant par rapport aux autres algorithmes (ZF, MMSE et OSIC).

### **Perspectives**

Les tendances de nos futures travaux seront orientées vers le développement des autres algorithmes d'estimation et d'identification aveugle des canaux MIMO par la méthode de décomposition du canal MIMO en des canaux SISO. Nous proposerons ensuite de nouvelles techniques d'égalisation pour une applications des algorithmes des cumulants d'ordre supérieur au système MIMO-MC-CDMA. Enfin nous étudierons l'égalisation du système de 5<sup>ème</sup> génération MilliMeter Wave(MmWave).

# Bibliographie

- [1] J. Ayadi, "*Estimation et égalisation aveugles de canal pour les communication mobiles*". Ecole nationale supérieure des Télécommunications, France : Thèse de doctorat, Septembre 1999.
- [2] K. Abderrahim, "*Identification de modèles linéaires à l'aide des statistiques d'ordre élevé*". Ecole nationale d'ingénieurs, Université des sciences, des techniques et de médecine de Tunis : Thèse de doctorat, Juillet 2000.
- [3] J. Antari, "*Analyse et identification aveugle des systèmes non linéaire en utilisant les statistiques d'ordre, supérieur : Application à la modélisation du trafic dans les réseaux internet*". Faculté des sciences Semlalia Marrakech : Thèse de doctorat, Juillet 2008.
- [4] C. L. Nikais and A. P. Petropulu, "*Higher order spectra analysis*". New Jersey : PTR Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1993.
- [5] V. P. Leonov and A. N. Shiryaev, "*On a method of calculation of semi-invariants*". Theory of probability and its applications applications, 4(3) :319–329, 1959.
- [6] M. Rosenblatt, "*Stationnary sequences and random fields*". Boston : Birkhauser, 1985.
- [7] B. Picinbono, "*Signaux aléatoires*", tome 3 : Traitement statistiques du signal avec problèmes résolus. Dunod, 1995.
- [8] C. L. Nikais and A. P. Petropulu, "*Higher order spectra analysis*". New Jersey : PTR Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1993.
- [9] J. M. Mendel, "*Tutorial on Higher Order Statistics (Spectra) in signal processing and system theory : Theoretical results and some applications*". Proceedings of the IEEE, 79(3) :278–305, March 1991.
- [10] M. Boulouird, "*Identification aveugle des modèles paramétrique de type MA en utilisant les statistiques d'ordre supérieur : application aux signaux de communications numériques*". Faculté des sciences Semlalia Marrakech : Thèse de doctorat, Juillet 2007.
- [11] M. KENDALL, A. STUART, "*The Advanced Theory of Statistics, Distribution Theory*". vol. 1, C. Griffin, 1977.

- [12] A. M. KAGAN, Y. V. LINNIK, C. R. RAO, "*Characterization Problems in Mathematical Statistics*". Wiley, 1973.
- [13] M. Rosenblatt, "*Stationnary sequences and random fields*". Boston : Birkhauser, 1985.
- [14] D. R. BRILLINGER, "*Time Series, Data Analysis and Theory*". Holden-Day, 1981.
- [15] A. N. SHIRYAYEV, "*Probability*". Springer Verlag, 1984.
- [16] P. McCULLAGH, "*Tensor Methods in Statistics, Monographs on Statistics and Applied Probability*". Chapman and Hall, 1987.
- [17] S. KOTZ, N. L. JOHNSON, "*Encyclopedia of Statistical Sciences*". Wiley, 1982.
- [18] A. G. Stogioglou and S. McLaughlin. "*MA parameter estimation and cumulant enhancement*". IEEE Transactions on Signal Processing, 44(7) :1704–1718, July 1996.
- [19] G. B. GIANNAKIS, "*Cumulants : A powerful tool in signal processing*". Proceedings of The IEEE, vol. 75, no. 9, pp. 1333–1334, Sept. 1987.
- [20] J. L. LACOUME, M. GAETA, P. O. AMBLARD, "*From order 2 to HOS : new tools and applications*". in Proc. European Signal Processing Conf. EUSIPCO, Brussels, Aug 24 - 27 1992, pp. 91–98.
- [21] J. M. MENDEL, "*Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory : Theoretical results and some applications*". Proc. IEEE, vol. 79, no. 3, pp. 277–305, Mar. 1991.
- [22] C. L. NIKIAS, M. RAGHUVeer, "*Bispectrum estimation : a digital signal processing framework*". Proc. of IEEE, vol. 75, pp. 869–891, Jan. 1985.
- [23] C. L. NIKIAS, A. P. PETROPULU, "*Higher-Order Spectra Analysis, Signal Processing Series*". Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1993.
- [24] M. ROSENBLATT, "*Random Processes*". Oxford press, 1962.
- [25] S. Safi and A. Zeroual. "*Blind identification in noisy environment of non-minimum phase Finite Impulse Response (FIR) using higher order statistics*". Int. J. Sys. Anal. Modell. Simul., Taylor Francis, 43(5) :671–681, 2003.
- [26] S. Safi and A. Zeroual. "*Blind parametric identification of non-Gaussian FIR systems using higher order cumulants*". International Journal of Systems Science, 35 :855–867, 2004.
- [27] S. Safi and A. Zeroual. "*Blind non-minimum phase channel identification using 3<sup>rd</sup> and 4<sup>th</sup> order cumulants*". Int. J. Sig. Proces., 4(1) :158–168, 2008.
- [28] A. T. Erdem and A. M. Tekalp, "*Linear bispectrum of signals and identification on non minimum phase fir system driven by colored input*". IEEE, Transaction On ASSP, 40 :1469-1478, 1989.

- [29] J.K. Tugnait, "*Estimation of linear parametric models of non-gaussian discrete random fields*". IEEE, Transaction On Image Processing, 3, 1994.
- [30] J.K. Tugnait, "*Identification and deconvolution of multichannel linear non-gaussian processes using higher order statistics and inverse filter criteria*". IEEE Transaction On Signal Processing, 45(3) :658-672, 1997.
- [31] T. E. Hall and G. B. Giannakis, "*Bispectral analysis and model validation of textures images*". IEEE Transaction On Image Processing, 4(7) :996-1009, 1995.
- [32] S. Safi and A. Zeroual, "*Ma system identification using higher order cumulants : Application to modelling solar radiation*". international Journal of statistical Computation and Simulation, Taylor Francis, 7(72) : 533-548, 2002.
- [33] S. Safi and A. Zeroual, "*Identification of internet traffic using higher order statistics*". In International Conference Information and communication Technologies international symposium ICTIS'2007, 3-5 April 2007 fez, Morocco, 2007.
- [34] S. ELKASSIMI, S. Safi and B. Manaut, "*Blind Channel Estimation and Equalization*", International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering, Vol, 11, No.12, pp. 191-206, 2016.
- [35] S. ELKASSIMI, S. Safi and B. Manaut, "*Channel Estimation and Equalization*", 2016 13th International Conference on Computer Graphics, Imaging and Visualization (CGiV),IEEE, pp. 137-144, 2016, doi :10.1109/CGiV.2016.35.
- [36] M. BOUMAHDHI, "*Blind identification using the kurtosis with applications to field data*", Signal Processing, vol. 48, no. 3, pp. 205–216, Feb. 1996.
- [37] S. L. MARPLE, "*Digital Spectral Analysis with applications*". Prentice Hall, 1987.
- [38] A. V. OPPENHEIM, R. W. SCHAFER, "*Digital signal processing*". Prentice Hall, 1975.
- [39] J. L. Peyre, D. Dembélé, and G. Favier, "*Identification of MA models using Higher Order Statistics : A general formulation*". In Proc. of ATHOS Workshop on system identification and higher order statistics, I3S, Sophia Antipolis, France, pp. 20-21 September, 1993.
- [40] Y. Xias, M. Shadeyda, and Y. Tadokoro, "*Over-determined  $c(k, q)$  formula using third and fourth order cumulants*". Eletron. letter, 32, 1996.
- [41] X. D. Zhang and Y. S. Zhang, "*Fir system identification using higher order statistics alone*". IEEE Transaction on signal Processing, 42(12) :2854-2858, 1994.
- [42] S. ELKASSIMI, S. Safi and B. Manaut, "*Blind Radio Mobile Channel Estimation and Identification*", 2017 14th International Conference on Computer Graphics, Imaging and Visualization, Cadi Ayyad University Marrakech city Morocco, IEEE, DOI :10.1109/CGiV.2017.23

- [43] John G. Proakis, "*Digital Communications*". McGraw Hill Higher Education, 4e dition Paperback (December 1, 2000).
- [44] ETSI TS 101 475 V1.3.1, "*Broadband Radio Access Networks (BRAN)*". HIPERLAN Type 2, Physical (PHY) layer, 2001.
- [45] TSI TR 101 031 V2.2.1, "*Broadband Radio Access Networks (BRAN)*". (HIPERLAN) Type 2, Requirements and architectures for wireless broadband access, 1999.
- [46] Y. S. Yameogo, "*Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA*". Université de Rennes 1 : Thèse de doctorat, 2011.
- [47] S. ELKASSIMI, S. Safi and B.Manaut, "*Equalization Algorithms for MIMO System*", International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering Vol :9, No :5, pp.1206-1213, 2015.
- [48] Uysal, M. and Georghiades, "*C.N. (2000) Error performance analysis of space-time codes over Rayleigh fading channels*". Journal of Communication and Networks, 2(4), 351–355.
- [49] Tang, X., Alouini, M. S., Goldsmith, A. J, "*Effect of Channel Estimation Error on MQAM BER Performance in Rayleigh Fading*". IEEE Transactions on Communications, Vol.47, No.12, December 1999.
- [50] J. M. Auffray, "*Systèmes MIMO à porteuse multiples : Etude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA*". Institut national des sciences appliquées de Rennes : Thèse de doctorat, 2004.
- [51] S. Kaiser, "*OFDM-CDMA Versus DS-CDMA : Performance Evaluation for Fading Channels*". In Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC), vol. 3, (Seattle, WA, USA), pages 1722–1726, 18-22 juin 1995.
- [52] M. des Noes et D. Ktenas, "*Performance Comparison Between MC-CDMA and DS-CDMA for Broadband Wireless Transmissions*". In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Spring), vol. 3, pages 1441–1445, 17-19 mai 2004.
- [53] J.-Y. Baudais, "*Étude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation*". Thèse de Doctorat, Institut national des sciences appliquées de Rennes, mai 2001.
- [54] R.E. Ziemer et R.L. Peterson, "*Introduction to digital communication*". Prentice Hall, 2nd ed., 1992.
- [55] G.J. Foschini et M.J. Gans, "*On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas*". Wireless Personal Communications, vol. 6, no3, pages 311–335, mars 1998.

- [56] E. Telatar, "*Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels*". European Transactions on Communications (ETT), special issue on Multicarrier Spread-Spectrum (MC-SS), vol. 10, no6, pages 585–595, novembre 1999.
- [57] S. Nobilet, "*Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes*". Institut national des sciences appliquées de Rennes : Thèse de doctorat, Octobre 2003.
- [58] J.Y. Baudais, "*Etude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation*". Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, France, Mai 2001
- [59] S. Mahanta, A. Rajauria, "*Analysis of MIMO System through ZF MMSE Detection Scheme*". IJECT Vol. 4, Issue Spl - 4, April - June 2013.
- [60] Greenstein, L.J., "*A multipath fading channel model for terrestrial digital radio systems*". IEEE Trans. Commun., 26(8), 1247–1250,1978.
- [61] G.D. Golden, C.J. Foschini, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "*Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST*". Electronics Letters, 35(1) :14–15, January 1999.
- [62] C.J. Foschini, G. D. Golden, R.A. Valenzuela, and P.W., "*Wolniansky. Simplified processing for wireless communication at high spectral efficiency*". IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 17(11) :1841–1852, November 1999.
- [63] Love, D.J., Heath, R.W. Jr, Santipach, W., and Honig, M.L, "*What is the value of limited feedback for MIMO channels*". IEEE Commun. Mag., 42(10), 54–59, 2004.
- [64] E. Moulines, J. F. Cardoso, and E. Gassiat, "*Maximum likelihood for blind separation and deconvolution of noisy signals using mixture models*". Proceedings of ICASSP, 4 :3617–3620, April 1997.
- [65] B. H. Juang and K. K. Paliwal, "*Hidden Markov models with first-order equalization for noisy speech recognition*", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 40, pp. 2136-2143, Sept. 1992.
- [66] S. J. Young, "*Cepstral mean compensation for HMM recognition in noise*", in Proc. Workshop on Speech Processing in Adverse Environments, (Cannes, France), Nov. 1992.
- [67] A. E. Rosenberg, C. H. Lee and F. K. Soong, "*Cepstral channel normalization techniques for HMM-based speaker recognition*", in Proc. Int. Conf. Spoken Language Processing, pp. 1835-1838, 1994.
- [68] V. Zarzoso and P. Comon, "*Modulation recognition for MIMO systems*". IEEE Transactions on Communications, 56 :10–13, January 2008.

- [69] Godard, D., "*Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems*". Communications, IEEE Transact, v.28, Issue.11, pp 1867-1875, Nov 1980.
- [70] Elisabeth de Carvalho, Member, IEEE, Dirk Slock, Member, IEEE, "*Blind and Semi-Blind FIR Multichannel Estimation : (Global) Identifiability Conditions*". IEEE Trans. Signal Process, Vol. 52, 2004.
- [71] O. Shalvi and E. Weinstein, "*New criteria for blind deconvolution of non minimum phase systems (channels)*". Information Theory, IEEE Transactions on, vol. 36, pp. 312-321, March 1990.
- [72] B. Porat and B. Friedlander, "*Blind equalization of digital communication channels using higher-order moments*". IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, pp. 522-526, Feb. 1991.
- [73] L. Tong, G. Xu and T. Kailath, "*Blind identification and equalization based on second-order statistics : A time domain approach*". IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 40, pp. 340-349, Mar. 1994.
- [74] M.Boulouird, M.M. Hassani, A.Zeroual, "*Blind channel identification using higher-order statistics*", Vol.78, No.4, pp. 325-338, April 2008.
- [75] Fijalkow, I., C. E. Manlove, and C. R. Johnson, Jr., "*Adaptive fractionally spaced blind CMA equalization : Excess MSE*". IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 46, No. 1, 227-231, 1998.
- [76] J. R. Treichler and B. G. Agee, "*A new approach to multipath correction of constant modulus signals*". IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, Apr. 1983.
- [77] I. Fijalkow, A. Touzni, and J. Treichler, "*Fractionally spaced equalization using cma : Robustness to channel noise and lack of disparity*". IEEE Trans. on Signal Proc., vol. 45, pp. 56-66, Jan. 1997.
- [78] B. Siva Kumar Reddy, B. Lakshmi, "*Minimizing PAPR and Synchronization Errors in OFDM for WiMAX Using Software Defined Radio*". Journal of Circuits, Systems and Computers (World Scientific), Vol. 24, No. 4, pp : 1-23, 2015.
- [79] S. ELKASSIMI, S. Safi and B.Manaut, "*Blind Channel Equalization by Adaptive Filter Algorithms*". Universal Journal of Applied Mathematics, Vol, 5, No.3, pp,45-52, 2017.
- [80] S. ELKASSIMI, S. Safi and B.Manaut, "*Comparative Study of Blind Channel Equalization*". CGiV2016 17<sup>th</sup> International Arab Conference on Information Technology, ACIT2016, 6-8 Decembre, 2016 , Sultan Moulay Sliman University, Beni Mellal, Morocco.
- [81] Said Elkassimi, S. Safi and B. Manaut, "*Blind Channel Identification and Equalization using Higher Order Cumulants and Filter Adaptive Algorithms*". 2016 International Confe-

- rence on Computational Science and Computational Intelligence (CSCI'16), 14-17 December 2016, Las Vegas, USA.
- [82] Li, Y. and Ding, Z., "*Global convergence of fractionally spaced Godard adaptive equalizers*". IEEE Trans. Signal Process., SP-44 :818-826, Apr., 1996.
- [83] B. L. Saux, "*Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses*". INSA de Rennes : Thèse de doctorat, Octobre 2007.
- [84] B. PICINBONO, "*Geometrical concepts in higher-order statistics*", in Proc. Int. Sig. Proc. Workshop on Higher-Order Statistics, Chamrousse, France, July 10-12 1991, pp. 1-5, Republished in Higher-Order Statistics, J.L.Lacoume ed., Elsevier, 1992, pp 1-5.
- [85] D. R. Brillinger and M. Rosenblatt, "*Spectral Analysis of time Series, Chapter : Asymptotic Theory of kth-order spectra*". New York, USA : Wiley, pages 153-188, 1967.