



UNIVERSITÉ SULTAN MOULAY SLIMANE
Faculté des Sciences et Techniques
Béni Mellal



Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques

Formation doctorale : Mathématiques et Physique Appliquées

THÈSE

Présentée par

Mohammed BOUTALLINE

Pour l'obtention du grade de

Docteur

Spécialité : Informatique - Télécommunications

Contribution à l'identification et à l'égalisation des systèmes de communications par les méthodes des noyaux de type positif

Soutenue le 26/11/2016 à 9h devant la commission d'examen composée de :

Président	: Pr. Mohamed NAÏMI	PES	FST - Béni Mellal
Rapporteurs	: Pr. Jilali ANTARI	PH	FP - Taroudant
	Pr. Khalid AUHMANI	PES	ENSA - Safi
	Pr. Abdelouhab ZEROUAL	PES	FS Semlalia - Marrakech
Examineur	: Pr. Mohamed FAKIR	PES	FST - Béni Mellal
Directeur de thèse	: Pr. Said SAFI	PES	FP - Béni Mellal
Co-directeur de thèse	: Pr. Belaid BOUIKHALENE	PH	FP - Béni Mellal

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

قَالَ تَعَالَى: ﴿۱﴾ أَقْرَأْ بِاسْمِ رَبِّكَ الَّذِي خَلَقَ ﴿۱﴾ خَلَقَ الْإِنْسَانَ مِنْ عَلَقٍ ﴿۲﴾ أَقْرَأْ وَرَبُّكَ الْأَكْرَمُ ﴿۳﴾ الَّذِي عَلَّمَ بِالْقَلَمِ

﴿۴﴾ عَلَّمَ الْإِنْسَانَ مَا لَمْ يَعْلَمْ ﴿۵﴾ العلق : 5-1

Je dédie ce travail :

Au nouveau membre de la famille : ma chère femme Madiha, que Dieu la garde,

À ma chère mère Zahra, que Dieu la garde,

À mon cher père Haddou, que Dieu le garde,

À ma chère sœur Khadija, que Dieu la garde,

À mes chers frères : Hammou, Mustapha et Abdessalam, que Dieu les garde,

À tous mes chers professeurs, que Dieu les garde,

À tous mes cher(e)s ami(e)s, que Dieu les garde,

À tous ceux qui m'aiment ...

Mohammed.

Remerciements

A l'issue de la rédaction de cette recherche, il m'est agréable d'exprimer ma reconnaissance auprès de toutes les personnes dont l'intervention a favorisé l'aboutissement de ce travail.

Tout d'abord Professeur **Ahmed ZEGHAL**, doyen de la Faculté des Sciences et Techniques de Béni Mellal, Professeur **Khalid HABBARI**, vice doyen de la FST de Béni Mellal pour les efforts qu'ils déploient pour la recherche scientifique. Qu'ils trouvent ici l'expression de notre profond respect.

Le bon déroulement de cette thèse, jusqu'à son dénouement, est en grande partie imputable aux Professeurs **Said SAFI** et **Belaid BOUIKHALENE** qui m'ont accordé d'être l'un des membres du laboratoire LIRST. Je les remercie du fond du cœur, aussi bien pour avoir dirigé mes travaux avec talent, que pour m'avoir accompagné amicalement et fraternellement dans ce cheminement. Leurs énergies, leurs compétences et leur constante disponibilité sont autant de qualités sans faille que j'apprécie chez eux et qui m'ont beaucoup aidé pour mener à bien ce travail. Ce fut un réel plaisir de leurs avoir comme mes encadrants et j'espère encore apprendre à leurs contacts.

J'adresse mes sincères remerciements à tous les membres du jury :

- Professeur **Mohamed NAÏMI** pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de la soutenance de ce travail.
- Professeurs **Jilali ANTARI**, **Khalid AUHMANI** et **Abdelouhab ZEROUAL** pour avoir tous les trois fait un lointain trajet (Taroudant, Safi et Marrakech), et pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. Je les remercie du temps qu'ils ont consacré à la lecture du manuscrit, et pour l'intérêt qu'ils ont accordé à mon travail.
- Professeur **Mohamed FAKIR** pour le temps qu'il a consacré à examiner cette thèse. Qu'il trouve ici mes vifs remerciements.
- Professeur **Said SAFI** qui m'a encadré, m'a accompagné et soutenu tout au long de la réalisation de cette thèse.
- Professeur **Belaid BOUIKHALENE** mon co-encadreur, à qui je dois cette passion pour la recherche. Je lui suis profondément reconnaissant car sans son aide je ne serais pas là aujourd'hui.

Mes remerciements les plus chaleureux vont également au Professeur **Ahmed BOUMEZZOUGH** et au Professeur **Mohamed BASLAM**. Je tiens à les remercier pour leur intérêt envers mon travail, pour leurs conseils et critiques, pour avoir eu le courage de corriger mon manuscrit, pour leur amitié et pour tous les bons moments passés ensemble.

Je n'oublie pas de remercier tous mes professeurs depuis le primaire. Un remerciement spécial pour les professeurs de l'Université Sultan Moulay Slimane. Je cite notamment **M. M. FAKIR**, **M. A. HAIR**, **M. C. DAOUI**, **M. R. LBIBB**, **M. R. EL AYACHI**, **Mme. N. IDRISSE**, **M. M. NACHAOUI**, **M. M. ERRITALI**, **M. H. ZOUGAGH**.

Un grand merci à toutes les personnes de l'administration que j'ai côtoyées durant ces années. En particulier, **Mme H. BOUCHAKOUR**, **Mme N. ZAKI**, **M. A. ZEGHAL**, **M. K. HABBARI**, **M. J. BENGOURRAM**, **M. S. MELLIANI** et **M. M. ARIF**. Je les remercie pour leur sympathie, leur soutien constant, leurs encouragements, leurs conseils et leurs gentillesse formidables.

J'adresse un remerciement spécial et j'exprime ma profonde reconnaissance à ma famille, en particulier mes parents qui m'ont supporté et qui me supportent encore. Que Dieu les récompense.

Je tiens à remercier tous mes amis. Je cite particulièrement **M. GOUSKIR**, **M. OUTANOUTE**, **A. KHIRAOUI**, **A. HIRRI**, **R. BOUAZAMA** et **A. ABOUHILAL**. Et tous ceux qui m'ont supporté, de près ou de loin. Que Dieu les récompense.

Avant-propos

- Prénom et Nom de l'auteur de la thèse : Mohammed BOUTALLINE
- Intitulé de la thèse : Contribution à l'identification et à l'égalisation des systèmes de communications par les méthodes des noyaux de type positif.
- Prénom et Nom du directeur de la thèse : Pr. Said SAFI (Professeur à la Faculté polydisciplinaire de Béni-Mellal)
- Prénom et Nom du co-directeur de la thèse : Pr. Belaid BOUIKHALENE (Professeur à la Faculté Polydisciplinaire de Béni-Mellal)
- Lieu de réalisation du travail : Laboratoire LIRST, à la Faculté Polydisciplinaire, Université Sultan Moulay Slimane, Béni-Mellal.

Publications Internationales

1. **Boutalline Mohammed**, Belaid Bouikhalene & Said Safi, "Channel Identification and Equalization based on Kernel Methods for Downlink Multicarrier-CDMA Systems," *Journal of Electronic Commerce in Organizations (JECO)* 13 (2015) : 2, accessed (December 28, 2015).
2. **Boutalline M.**, Badi I., Bouikhalene B. & Safi, S., "Blind Identification and Equalization of CDMA Signals Using the Levenvberg-Marquardt Algorithm". *World Academy of Science, Engineering and Technology, International Science Index 91, International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering* (2014), 8(7), 1270 - 1275.
3. **Boutalline M.**, Badi I., Safi S., Bouikhalene B., "Blind identification and equalization of channel based on higher-order cummulants : Application of MC-CDMA systems," *IEEEExplore in International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS'14)*, vol., no., pp.800-807, 14-16 April 2014.
4. Badi Imad, **Mohammed Boutalline** & Said Safi. "Blind Identification of Transmission Channel with the Method of Higher-Order Cummulants." *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, Vol. 5, No.4 (2013), pp.3168-3174.
5. Safi Said, Miloud Frikel, Mathieu Pouliquen, Imad Badi, Youssef Khmou & **Mohammed Boutalline**. "MC-CDMA System Identification and Equalization Using the LMS Algorithm and Takagi-Sugeno Fuzzy System." *11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (AL-COSP'2013)*,. 2013.

Communications Internationales

1. **Mohammed BOUTALLINE**, Belaid BOUIKHALENE, Said SAFI. Méthodes à noyaux : Algorithmes et Application à la communication numérique. Colloque International TELECOM2015 & 9^{èmes} JFMMA. Meknès, Maroc, 13-14 & 15 Mai 2015.
2. **Mohammed BOUTALLINE**, Belaid BOUIKHALENE, Said SAFI. Channel Identification and Equalization For MC-CDMA systems Using Kernel Methods. The Second International Conference on Business Intelligence (CBI'15). Beni Mellal, Morocco, April 23-25, 2015.
3. **Mohammed BOUTALLINE**, Imad BADI, Said SAFI, Belaid BOUIKHALENE. Blind Identification and Separation of CDMA Signals using Levenvberg-Marquardt Algorithm-Tensorial Decomposition. 1st International Conference on Business Intelligence (CBI'14). Beni Mellal, Morocco, April 29-30, 2014.
4. **Mohammed BOUTALLINE**, Imad BADI, Said SAFI, Belaid BOUIKHALENE. Descriptive Study of Evolution and Standardization of Mobile Telephony. 1st International Conference on Business Intelligence (CBI'14). Beni Mellal, Morocco, April 29-30, 2014.
5. Imad BADI, **Mohammed BOUTALLINE**, Said SAFI, Belaid BOUIKHALENE. Approach of the Reproducing Kernel Hilbert Spaces for identifying the parameters of a wireless telecommunication channel. 1st International Conference on Business Intelligence (CBI'14). Beni Mellal, Morocco, April 29-30, 2014.
6. Imad BADI, **Mohammed BOUTALLINE**, Said SAFI, Belaid BOUIKHALENE. Supervised identification of a transmission channel parameters : neural networks approach (model Levenberg-Marquard) algorithm and Recursive Least Squares. 1st International Conference on Business Intelligence (CBI'14). Beni Mellal, Morocco, April 29-30, 2014.
7. **Boutalline M.** ; Badi I. ; Safi S. ; Bouikhalene, B. MC-CDMA Identification and equalization using neural networks with Levenberg-Marquard algorithm. International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS'14). Marrakech, Morocco, April 14-16, 2014.
8. **Mohammed BOUTALLINE**, Imad BADI, Said SAFI. Blind Identification of transmission Channel with the Method of Higher-Order Cumulant. 3^{ème} Symposium International de Traitement Automatique de la Langue et Culture Amazigh (SITACAM'13). Béni Mellal, Maroc, 2-4 Mai 2013.
9. **Mohammed BOUTALLINE**. Principe des Systèmes d'Égalisation par les systèmes Multi-porteuses à Accès Multiple par Division de Codes (MC-CDMA). 1^{ère} Conférence Internationale des Jeunes Chercheurs en Informatique (CIJCI-13). Béni Mellal, Maroc, 2-4 Mai 2013.

Résumé

Les systèmes de communications sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherche. Augmenter l'efficacité spectrale sur une largeur de bande limitée est le défi majeur de ces systèmes. Les travaux de recherche actuels se concentrent sur l'identification du canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur. Cette identification est primordiale afin de corriger les distorsions du signal émis. Cette thèse porte sur l'étude des problèmes d'identification et d'égalisation aveugles et semi-aveugles des canaux radio mobiles. Nous nous sommes intéressés aux nouvelles approches d'identification et d'égalisation des systèmes MC-CDMA, en utilisant les noyaux définis positifs.

Dans ce cadre, la thèse s'articule autour de deux méthodes d'identification du canal. La première méthode concerne l'identification du canal en utilisant les statistiques d'ordre supérieur. Nous avons présenté quelques algorithmes d'identification aveugle des canaux de communication à phase minimale et non minimale. L'efficacité et la robustesse de ces algorithmes sont évaluées et comparées à celles des méthodes adaptatives, qui envoient de temps en temps une séquence d'apprentissage connue entre l'émetteur et le récepteur. La deuxième méthode porte sur les noyaux définis positifs (méthodes à noyaux), qui sont largement déployés dans les systèmes d'apprentissage automatique. Nous nous sommes concentrés sur l'application des méthodes à noyaux à deux problèmes fondamentaux en télécommunication : l'identification et l'égalisation des canaux à phase minimale et non minimale.

L'identification est de fournir également des paramètres du canal à partir des algorithmes proposés. La mise en application de ces algorithmes, nous a amené à considérer le problème d'égalisation aveugle. Dans ce cadre, nous avons examiné la robustesse des algorithmes proposés sur un système multi-porteuses à étalement de spectre (MC-CDMA), en adoptant les canaux à évanouissement très rapide appelés BRAN (Broadband Radio Access Network) normalisés pour ces systèmes. Nous avons montré que les algorithmes proposés réduisent le taux d'erreur binaire pour une détection mono-utilisateur en voie descendante, i.e. de la station de base vers le terminal.

Mots clés : Noyaux définis positifs, Statistiques d'ordre supérieur, Identification et égalisation du canal, Identification adaptative, Algorithmes LMS et RLS, Canaux BRAN, Systèmes MC-CDMA.

Abstract

Communication systems have become one of the most studied subjects in research. The increase of the spectral efficiency over a limited bandwidth is the major challenge of these systems. The current research focuses on transmission channel identification between the transmitter and receiver. The goal of this identification is to correct the transmitted signal distortion. The objective of this thesis is the study of blind identification and equalization problems and semi-blind mobile radio channels. We are mainly interested to the new identification and equalization approaches to MC-CDMA systems, using positive definite kernels.

In this context, the thesis concerns two channel identification methods. The first method describes the channel identification using higher order statistics. We have presented some blind identification algorithms for minimum and non-minimum phase communication channels. The effectiveness and robustness of these algorithms are evaluated and compared to adaptive methods, which send occasionally a known training sequence between the transmitter and the receiver. The second method deals with the positive definite kernels (kernel methods), which are widely deployed with machine learning. We have focused on the application of kernel methods in two fundamental problems in telecommunications : identification and equalization of minimum and non-minimum phase channels.

Identification is also to determine the channel parameters from the proposed algorithms. The implementation of these algorithms permits us to consider the problem of blind equalization. In this context, we have examined the robustness of the proposed algorithms on a Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA), adopting the very fast fading channels called BRAN (Broadband Radio Access Network) standardised for these systems. We show that the proposed algorithms reduce the bit error rate for single user detection in the downlink, i.e. from the base station to the terminal.

Keywords : Positive Definite Kernels, Higher Order Statistics, Channel identification and equalization, adaptive identification, LMS and RLS algorithms, BRAN Channels, MC-CDMA Systems.

Table des matières

Remerciements	7
Avant-propos	9
Résumé	11
Abstract	13
Table des figures	19
Liste des tableaux	22
Notations, symboles et abréviations	23
Introduction générale	1
1 Généralités sur les communications mobiles	4
1. Introduction	4
2. Évolutions des normes des radiocommunications	4
3. Chaîne de transmission numérique	6
3.1. Codage de source	7
3.2. Codage du canal	7
3.3. Codage binaire-à-symbole	8
3.4. Codage Symbole-à-Signal	9
3.5. Filtrage d'émission	10
4. Canal de transmission et ses distortions	10
4.1. Canal de propagation	11
4.2. Capacité d'un canal	12
4.3. Réseaux cellulaires	13
5. Techniques de la communication	15
5.1. Notion de la diversité (temporelle, fréquentielle, spatiale)	15
5.2. Notion de la sélectivité	16
5.3. Étalement du spectre	17
6. Modulations à porteuses multiples	18
6.1. Notion d'orthogonalité	18
6.2. Différence entre FDM et OFDM	18
6.3. Signal OFDM : Émetteur/Récepteur	19
6.4. Exemple de modulations à porteuses multiples et à spectre étalé	20
7. Conclusion	21

2	Méthodes d'identification aveugle et semi-aveugle des canaux de transmission	22
1.	Introduction	22
2.	Statistiques d'Ordre Supérieur	22
2.1.	Introduction	22
2.2.	Généralités sur les SOS	23
2.2.1.	Moments et cumulants	24
2.2.2.	Invariance par translation	25
2.2.3.	Variabes aléatoires indépendantes	25
2.3.	Statistiques d'ordre supérieur et densités de probabilité	26
2.4.	Estimation des moments et cumulants	27
2.4.1.	Estimation des moments	27
2.4.2.	Estimation des cumulants	27
2.4.3.	Estimation récursive	28
3.	Méthodes à noyaux	29
3.1.	Noyaux et caractéristiques des espaces	30
3.1.1.	Définition de base	30
3.1.2.	Espace d'Hilbert à Noyau Reproduisant (EHNR)	31
3.1.3.	Théorème de Mercer	33
3.1.4.	Fonctions du noyau	34
3.2.	Regularisation	35
3.2.1.	Regularisation L_2	35
3.2.2.	Sparsification	36
3.2.3.	Approximation de rang bas	36
3.3.	Choix de la fonction de noyau	36
3.3.1.	Conception du noyau	36
3.3.2.	Paramètres du noyau	37
4.	Conclusion	37
3	Méthodes d'identification des canaux de transmission en utilisant les SOS et les méthodes adaptatives	38
1.	Introduction	38
2.	Position du problème	38
2.1.	Hypothèses	39
2.2.	Relations fondamentales	39
2.3.	Relation 1 : Brillinger et Rosenblatt	40
2.4.	Relation 2 : Favier et al	40
2.5.	Relation 3 : Stogioglou et McLaughlin	40
2.6.	Relation 4 : Abederrahim et al	41
3.	Méthodes d'identification aveugle basées sur les SOS	41
3.1.	Algorithme du cumulante de 3 ^{ème} ordre : Algo1	41
3.2.	Algorithme du cumulante 4 ^{ème} ordre : Algo2	42
4.	Résultats de simulation	44
4.1.	Premier modèle : modèle à phase minimale (MPM)	45
4.2.	Deuxième modèle : modèle à phase non-minimale (MPNM)	48
4.3.	Comparaison avec les méthodes adaptatives	51
4.3.1.	Algorithme des Moindres Carrés Récursif (MCR)	51
4.3.2.	Algorithme du gradient stochastique (LMS)	52
4.3.3.	Résultat de simulation	53

Conclusion	54
4 Méthodes à noyaux pour l'identification des canaux de transmission	55
1. Problématique	55
2. Algorithme proposé : BBS15	56
3. Résultat de simulation	57
3.1. Canaux de Proakis	58
3.2. Canaux radio mobiles	59
4. Comparaison entre la méthode proposée et l'Algorithme RLS	62
4.1. Identification du canal BRAN A	62
4.2. Identification du canal BRAN E	64
5. Conclusion	66
5 Applications des algorithmes d'identification à l'égalisation des systèmes MC-CDMA	68
1. Introduction	68
2. Estimation des canaux de communication mobile pour le système MC-CDMA	68
2.1. Canaux radio mobiles BRAN	69
2.1.1. Canal BRAN A	69
2.1.2. Canal BRAN B	70
2.1.3. Canal BRAN C	71
2.1.4. Canal BRAN D	72
2.1.5. Canal BRAN E	73
2.2. Analyse des résultats et simulations	74
2.2.1. Estimation du canal BRAN A	74
2.2.2. Estimation du canal BRAN B	77
2.2.3. Estimation du canal BRAN C	78
2.2.4. Estimation du canal BRAN D	79
2.2.5. Estimation du canal BRAN E	80
2.2.6. Interprétation des résultats de simulation	81
3. Égalisation des systèmes MC-CDMA	81
3.1. Techniques de détection utilisées dans les récepteurs des systèmes MC-CDMA	83
3.2. Techniques d'égalisation dans le cas SISO	84
3.2.1. Combinaison à restauration d'orthogonalité (ORC ou ZF)	84
3.2.2. Combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE)	85
4. Performances des systèmes MC-CDMA	85
4.1. Égaliseurs ZF et MMSE : Le cas du canal BRAN A	86
4.2. Égaliseurs ZF et MMSE : Le cas du canal BRAN B	87
4.3. Égaliseurs ZF et MMSE : Le cas du canal BRAN E	88
5. Conclusion	89
Conclusion générale et perspectives	90
Bibliographie	92

Table des figures

1.1	Illustration des objets connectés.	5
1.2	Trafic mondial de données mobiles (upload et download), en péta-octets (millions de giga-octets) ¹	5
1.3	Représentation fonctionnelle d'une chaîne des radiocommunications numériques	7
1.4	Frontières des zones de décision sur les constellations (PSK) et (QAM)	9
1.5	Représentation de diagramme de l'œil avec différentes valeurs de α	10
1.6	Types d'interactions de l'onde électromagnétique avec le milieu	11
1.7	Capacité du canal	13
1.8	Architecture d'un réseau mobile montrant la notion handover	14
1.9	Réseaux cellulaires	15
1.10	Comparaison des techniques d'accès	16
1.11	Fréquences de l'OFDM	19
1.12	Émetteur et récepteur OFDM	20
1.13	Émetteur OFDM-BPSK	20
1.14	Émetteur OFDM-QPSK	21
2.1	Espace des données \mathcal{X} et espace \mathcal{H} induit par le noyau reproduisant \mathcal{K}	33
3.1	Modèle du canal	39
3.2	Réponse en amplitude et en phase du premier canal avec la localisation des zéros sur le cercle unité.	45
3.3	Comparaison des algorithmes en termes de l'EQM pour le canal 1, $N=2000$	47
3.4	Estimation de l'amplitude du canal de MPM dans le cas d'un nombre d'échantillons $N = 2000$ et $SNR = 4 \text{ dB}$	48
3.5	Réponse en amplitude et en phase du canal de PNM avec la localisation des zéros sur le cercle unité.	49
3.6	Comparaison des algorithmes en termes de l'EQM pour le canal à PNM, pour $N=1200$ échantillons	50
3.7	Estimation de l'amplitude et de la phase du canal 2 dans le cas d'un nombre d'échantillons $N = 1500$ et $SNR = 4 \text{ dB}$	51
3.8	Algorithme RLS	52
3.9	Algorithme LMS	53
3.10	Estimation de l'amplitude et de la phase du canal Proakis C dans le cas d'un nombre d'échantillons $N = 1500$ et $SNR = 4 \text{ dB}$	54
4.1	Schéma fonctionnel d'un système Hammerstein [1]	56
4.2	Canal Proakis A estimé et réel avec différentes valeurs de SNR et différentes tailles d'échantillons N	58

4.3	Canal Proakis B estimé et réel avec différentes valeurs de SNR et différentes tailles d'échantillons N	59
4.4	Canal Proakis C estimé et réel avec différentes valeurs de SNR et différentes tailles d'échantillons N	59
4.5	Estimation de l'amplitude du canal BRAN A pour une taille d'échantillons $N = 2048$ et pour une valeur de $SNR = 16$ dB.	61
4.6	Estimation de l'amplitude du canal BRAN B pour une taille d'échantillons $N = 2048$ et pour un $SNR = 16$ dB.	61
4.7	Estimation de l'amplitude du canal BRAN B pour une taille d'échantillons $N = 256$ et pour un $SNR = 0$ dB.	62
4.8	Identification du canal BRAN A pour une taille d'échantillons $N = 2^{10}$ et $SNR = 4$ dB en utilisant le RLS et l'algorithme proposé BBS15 basé sur les noyaux définis positifs.	63
4.9	Identification du canal BRAN A pour une taille d'échantillons $N = 2^{15}$ et $SNR = 4$ dB en utilisant le RLS et l'algorithme proposé basé sur les noyaux définis positifs.	63
4.10	Identification du canal BRAN A pour une taille d'échantillons $N = 2^{18}$ et $SNR = 4$ dB en utilisant le RLS et l'algorithme proposé BBS15 basé sur les noyaux définis positifs.	64
4.11	Identification du canal BRAN E pour une taille d'échantillons $N = 2^{10}$ et $SNR = 4$ dB en utilisant l'algorithme RLS et l'algorithme proposé.	65
4.12	Identification du canal BRAN E pour une taille d'échantillons $N = 2^{15}$ et $SNR = 4$ dB en utilisant l'algorithme RLS et l'algorithme proposé.	65
4.13	Identification du canal BRAN E pour une taille d'échantillons $N = 2^{18}$ et $SNR = 4$ dB en utilisant le RLS et l'algorithme proposé.	66
4.14	EQM pour différents SNR, $N = 1024$ et pour le canal BRAN E	66
5.1	Réponse impulsionnelle du canal BRAN A en fonction des délais du trajet.	70
5.2	Réponse impulsionnelle du canal BRAN B en fonction des délais du trajet.	71
5.3	Réponse impulsionnelle du canal BRAN C en fonction des délais du trajet.	72
5.4	Réponse impulsionnelle du canal BRAN D en fonction des délais du trajet.	73
5.5	Réponse impulsionnelle du canal BRAN E en fonction des délais du trajet.	74
5.6	Amplitude et phase du canal BRAN A en utilisant les 9 premiers trajets.	75
5.7	Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN A pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 4$ dB.	75
5.8	Estimation de l'amplitude, du canal BRAN A, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10$ dB et pour différents nombres d'échantillons.	76
5.9	Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN A pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10$ dB.	76
5.10	Estimation de l'amplitude, du canal BRAN B, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10$ dB et pour différents nombres d'échantillons.	77
5.11	Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN B pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10$ dB.	77
5.12	Estimation de l'amplitude, du canal BRAN C, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10$ dB et pour différents nombres d'échantillons.	78

5.13	Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN C pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10 dB$	78
5.14	Estimation de l'amplitude, du canal BRAN D, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10 dB$ et pour différents nombres d'échantillons.	79
5.15	Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN D pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10 dB$	79
5.16	Estimation de l'amplitude, du canal BRAN E, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10 dB$ et pour différents nombres d'échantillons.	80
5.17	Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN E pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10 dB$	80
5.18	Représentation d'une chaîne de radiocommunication utilisant le MC-CDMA	82
5.19	Schéma synoptique du canal avec égaliseur Zero-Forcing	84
5.20	BER dans le du canal BRAN A mesuré et estimé : égaliseur ZF	86
5.21	BER dans le du canal BRAN A mesuré et estimé : égaliseur MMSE	87
5.22	BER dans le du canal BRAN B mesuré et estimé : égaliseur ZF	87
5.23	BER dans le du canal BRAN B mesuré et estimé : égaliseur MMSE	88
5.24	BER dans le du canal BRAN E mesuré et estimé : égaliseur ZF	88
5.25	BER dans le du canal BRAN E mesuré et estimé : égaliseur MMSE	89

Liste des tableaux

1.1	Générations des réseaux mobiles	6
3.1	Identification des paramètres du canal 1, cas non bruité, pour 100 itérations	46
3.2	Identification des paramètres du canal 1, cas bruité, pour N=2000 et 100 itérations	47
3.3	Identification des paramètres du canal 2, cas d'un milieu non bruité, pour 100 itérations	49
3.4	Identification des paramètres du canal 1, cas bruité, pour N=2000 et 100 itérations	50
4.1	Fonctions de transfert des trois canaux de Proakis	58
4.2	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN A	60
4.3	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN B	60
5.1	Modèles de canaux pour les systèmes BRAN proposés par l'ETSI [2].	69
5.2	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN A	70
5.3	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN B	71
5.4	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN C	71
5.5	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN D	72
5.6	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN E	73
5.7	Conditions de simulation pour les systèmes MC-CDMA	86

Notations, symboles et abréviations

σ	: Écart type
$E[\cdot]$: Espérance mathématique
$cum_{m,y}(\cdot)$: Cumulant d'ordre m du processus $y(k)$
M^{-1}	: Inverse de de la matrice M
K	: Matrice du noyau
$mom_{m,y}(\cdot)$: Moment d'ordre m du processus $y(k)$
$*$: Produit de convolution
$\langle \cdot, \cdot \rangle$: Produit scalaire
M^T	: Transposée de la matrice M
AM	: Amplitude Modulation
BPSK	: Binary Phase-Shift Keying
BRAN	: Broadband Radio Access Network
BSC	: Base Station Controller
BTS	: Base Transceiver Station
CBS	: Codage Binaire-à-Symbole
EHNR	: Espace d'Hilbert à Noyau Reproduisant
EQM ou MSE	: Erreur Quadratique Moyenne
ETSI	: European Telecommunications Standards Institute
FAC	: Fonction d'Autocorrélation
FM	: Frequency Modulation
HIPERLAN	: HIgh PERformance radio LAN
i.i.d	: identiquement indépendant distribué
LMS	: Least Mean Square
LOS	: Line of Sight
MC-CDMA	: Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MIMO	: Multiple-Input and Multiple-Output
MMSE	: Minimum Mean Square Error
MSC	: Mobile service Switching Center
NLOS	: Non Line of Sight
NMSE	: Normalized Mean Square Error
OFDM	: Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PM	: Phase Minimale
PNM ou NMP	: Phase Non Minimale
PSK	: Phase-Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	: Quadrature Phase-Shift Keying
RIF ou FIR	: Réponse Impulsionnelle Finie

RLS ou MCR	: Recursive Least Squares
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
SOS	: Statistiques d'Ordre Supérieur
TEB ou BER	: Taux d'Erreur Binaire
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System
ZF	: Zero Forcing

Introduction générale

Afin de doter les utilisateurs du bon système, les systèmes de communications modernes des dernières générations sont de plus en plus sollicités avec ardeur pour transmettre des données à haut débit et avec une grande fiabilité. Deux technologies électroniques cohabitent : L'analogique et le numérique pour transporter et stocker des données. La technologie électronique analogique est née avec l'apparition de l'électricité tandis que la technologie électronique numérique ou digitale est apparue plus récemment avec la révolution de l'informatique. De plus simple au plus robuste que les supports analogiques, les technologies de l'information et de la communication numérique offrent de nouveaux aspects qui autorisent de nombreux services, comme la téléphonie mobile, la télévision et la radio numérique, les réseaux sans fil et bien sûr l'internet à haut débit. Dans le monde de la communication mobile, les systèmes numériques nécessitent habituellement la transmission d'une quantité importante d'informations dans des bandes de fréquences plus étroites que possibles. En effet, le canal physique est partagé par tous les utilisateurs et le spectre fréquentiel disponible pour les services mobiles à une ressource limitée. En outre, le canal peut être considéré comme un accroc à la transmission crédible des données à cause des limitations en largeur de bande et des propagations multi-trajets. Par conséquent, l'augmentation de la capacité spectrale du canal a un grand intérêt dans les systèmes des communications mobiles. Cette augmentation tire son origine du concept cellulaire, tel que le système GSM (Global System for Mobile communications). Dans le

cadre de cette thèse, nous présentons les problèmes de l'identification (ou de l'estimation) et de la déconvolution (ou de l'égalisation) du canal en exploitant les méthodes à noyaux et les Statistiques d'Ordre Supérieur (SOS). Ces problèmes sont rencontrés dans un contexte de communications numériques et plus particulièrement celui des communications mobiles. Nous utilisons les techniques de traitement du signal visant à identifier et à égaliser le canal à partir de la séquence reçue du récepteur. Dans ce travail, nous nous

sommes concentrés sur l'identification du canal par les principales techniques d'identification : les SOS et les méthodes à noyaux. Le problème posé dans cette thèse est un problème d'identification au sens où nous cherchons à identifier le canal à partir de la connaissance du signal reçu. Nous sommes amenés à supposer que la fonction de transfert du canal de communication mobile varie peu dans un laps de temps afin que la méthode d'identification fonctionne correctement (ceci dû à l'étalement de Doppler où la fonction de transfert du canal varie sensiblement en fonction de la fréquence). Si le système considéré est un système de communication mobile, cette supposition est extrêmement difficile. Dans ce cas, des phénomènes tels que la réflexion et la disparition de trajets ou les changements brusques des caractéristiques de la phase et de l'amplitude du trajet, sont des phénomènes vibratoires qui sont naturellement rapides. Les premiers travaux traitant l'identification des canaux utilisaient un modèle mono-entrée mono-sortie (SISO pour Single Input Single Output) [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11].

L'effet du bruit ainsi que les Interférences Entre Symboles (IES), dûes aux distorsions, sont des phénomènes qui influencent les performances d'un système de télécommunication. Ces dernières se traduisent à la réception en un nombre de bits erronés. Les symboles émis par un utilisateur sont en concurrence avec ceux envoyés par d'autres utilisateurs. Il existe plusieurs techniques pour réduire les interférences entre symboles, parmi ces techniques on peut citer : les techniques d'étalement du spectre, les techniques de la transmission multi porteuses, l'égalisation, etc. Pour restituer la séquence émise à l'entrée, le récepteur doit identifier la distorsion introduite par le canal et l'égaliser. Les égaliseurs les plus utilisés en pratique sont les égaliseurs adaptatifs [12]. Ils sont les plus simples à mettre en œuvre et ont pour objectif de reconstituer et de moyenner un délai donné de telle sorte à avoir une séquence de symboles ressemblante au mieux à la séquence de symboles émise. Ces égaliseurs peuvent être itératifs ou basés sur une méthode analytique. Il est clair que l'efficacité spectrale de ces systèmes entraînés est notablement affectée à cause de la présence de la séquence d'apprentissage.

Dans cette thèse, nous abordons les problèmes de l'identification et de l'égalisation des systèmes de communication numérique. La présente thèse est constituée de cinq chapitres que nous décrivons brièvement :

Dans le **premier chapitre**, nous donnons un aperçu rapide des généralités sur les communications mobiles pour mettre que le lecteur ait une bonne compréhension des techniques utilisées dans ce mémoire. Nous présentons, dans un premier temps, les notions de communications mobiles. Nous présentons ensuite le principe d'une chaîne de transmission numérique, les perturbations dûes à la propagation et ensuite les techniques de communications visant à réduire les effets de ces perturbations. Puis, nous exposons les deux techniques bien connues et largement répandues dans les systèmes de communications numériques, à savoir, l'étalement du spectre et les modulations à porteuses multiples.

Le **chapitre 2** introduit les outils de base que nous avons utilisés, à savoir les SOS et les techniques basées sur les noyaux définis positifs. Nous traitons également dans ce chapitre le problème d'identification des coefficients du canal de propagation qui joue un rôle important dans les systèmes de communications. Cette étape est très importante puisque les performances de l'identification et de l'égalisation sont fortement dépendantes. Nous nous focalisons par la suite sur les définitions et sur les propriétés importantes des SOS ainsi que sur les éléments de la théorie de l'estimation. Puis, nous présentons les méthodes à noyaux qui ont un grand intérêt dans la résolution de nombreux problèmes linéaires et non linéaires.

Nous consacrons le **troisième chapitre** à l'identification aveugle des canaux de communication mobile en se basant sur divers algorithmes. Ensuite, nous allons élaborer des algorithmes pour estimer des réponses impulsionnelles des canaux de communications, à travers des simulations sur différents canaux. Nous évaluons par la suite les performances des deux algorithmes proposés que nous comparons avec d'autres algorithmes de la littérature.

Nous présentons dans **chapitre 4** un nouveau concept des méthodes d'identification. Il s'agit des méthodes à noyaux définis positifs. Nous allons établir également un certain

nombre de concepts tels que la régularisation, la mise en œuvre et la conception du noyau lui-même. Ensuite, nous allons également étudier les méthodes, les plus importantes, basées sur les noyaux. Nous montrons qu'elles ont certains avantages sur d'autres méthodes. Puis, nous décrivons l'approche proposée qui sert à identifier les coefficients du canal. Nous évaluons, dans la partie simulation, l'approche proposée sur des cas pratiques de canaux sélectifs en fréquence et à évanouissement rapide, à savoir Broadband Radio Access Network (BRAN) et Proakis.

Le **chapitre 5** traite les techniques de reconstitution du signal émis en se basant sur diverses méthodes d'égalisation en utilisant les algorithmes Zero Forcing (ZF) et Minimum Mean Square Error (MMSE). Ces algorithmes sont testés sur des canaux radio mobiles de 4^{ème} génération MC-CDMA en voie descendante.

À la fin de ce document, nous présentons une conclusion générale dédiée à la synthèse des travaux effectués, ainsi que les principaux résultats obtenus. Nous finissons notre travail par donner des perspectives sur les futurs travaux en soulignant les points importants qui n'ont pas été développés.

Chapitre 1

Généralités sur les communications mobiles

1. Introduction

Ce premier chapitre a pour but de rappeler les notions les plus importantes des communications mobiles et les éléments nécessaires à la compréhension du travail effectué dans le cadre de cette thèse. Donc il est nécessaire de connaître le principe d'une chaîne de transmission numérique (codage, transmission, décodage), où nous nous intéressons aux systèmes de réception pour les transmissions numériques qui ont l'objectif de reconstituer le signal émis. Puis, nous décrivons la nature des perturbations que le canal de transmission a subi afin de dimensionner les fonctions élémentaires de l'émetteur et du récepteur. Ensuite, nous donnons une présentation rapide sur deux techniques bien connues et largement répandues dans les systèmes de communications numériques, à savoir, l'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples.

2. Évolutions des normes des radiocommunications

En 2020, environ 50 milliards des objets qui nous entourent seront connectés¹ ; beaucoup d'entre eux nécessiteront des connectivités radio sans-fil et par conséquent quelques questions se posent :

- Comment garantir les services associés à un internet des objets : téléphonie 4G, domotique, automobile connectée, dispositif médical, etc (figure 1.1)?
- Comment garantir les performances d'un réseau sans-fil dans des situations complexes et des environnements perturbés : intérieur des bâtiments, milieu urbain, transports connectés, environnement industriel, etc?

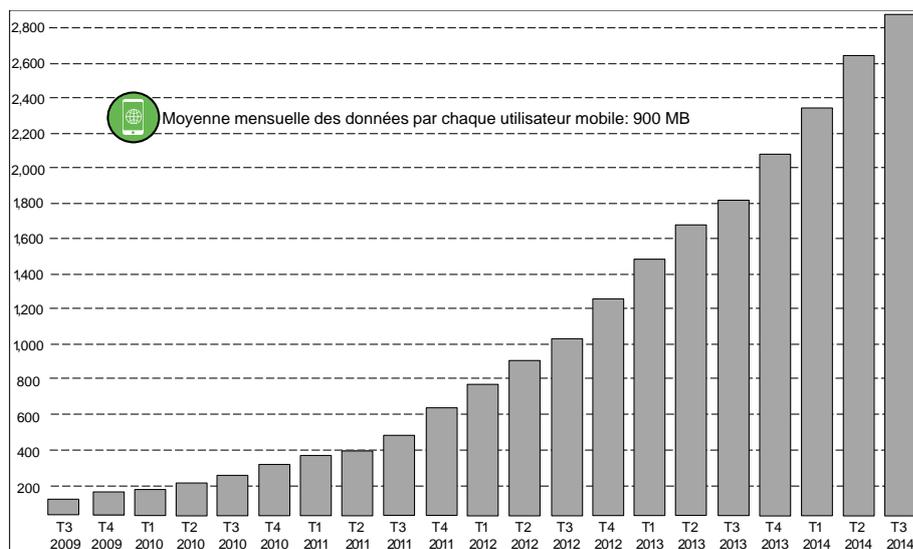
1. Source Ericsson



FIGURE 1.1 – Illustration des objets connectés.

L'évolution exponentielle des technologies mobiles aura de lourds impacts en termes de transferts d'informations entre l'émetteur et le récepteur, en tout lieu et à tout instant avec des débits très élevés. La figure 1.2 illustre également l'intérêt des applications mobiles et multimédias. Ces besoins grandissants sont pris en compte pour la définition des futurs systèmes de radiocommunications. L'intérêt prouvé des utilisateurs envers les applications mobiles justifie l'émergence des réseaux locaux sans fil. Quatre éléments clés caractérisent cette évolution :

- Le développement exponentiel des smartphones et des tablettes, c'est-à-dire l'accès à internet partout. Il conditionne, par exemple, l'expansion du m-tourisme (ou tourisme mobile) ;
- Le développement progressif de la couverture des réseaux à haut débit (3G, 4G et 5G) permettant un transfert plus rapide de fichiers de taille importante (média, audio) ;
- La géolocalisation grâce à des systèmes satellites GPS intégrés dans les smartphones ou les tablettes ;
- Le développement de nouvelles technologies interactives rendant l'environnement *plus intelligent* et réactif, comme les code-barres QR (en anglais *Quick Response*), la technologie NFC (en anglais *Near Field Communication*), le Cloud, etc.


 FIGURE 1.2 – Trafic mondial de données mobiles (upload et download), en péta-octets (millions de giga-octets)²

Les communications entre utilisateurs mobiles se développent rapidement. Elles représentent un grand marché pour cette deuxième décennie du XXI^e siècle. Parmi les utilisateurs mobiles, il convient de distinguer entre ceux qui ont une forte mobilité, qui changent de zone géographique, et ceux qui utilisent des accès sans fil, qui restent immobiles ou se déplacent légèrement tout en restant connectés au même réseau [13].

Nous donnons un aperçu sur les techniques utilisées dans les générations de réseaux mobiles qui tiennent compte de l'augmentation du débit pour atteindre plus de 10 Mbit/s pour la quatrième génération, et enfin les très hauts débits, de l'ordre de 1 Gbit/s, pour la cinquième génération (5G).

Le tableau 1.1 résume les différentes générations de réseaux mobiles en présentant les principales propriétés des traitements associés à divers standards couramment utilisés.

TABLEAU 1.1 – Générations des réseaux mobiles

Génération	Réseau sans fil	Réseau cellulaire
1 ^{ère} génération	CTO, CT1	NMT, R2000, AMPS, TACS
2 ^{ème} génération	CT2, DECT, PHS	GSM, D-AMPS, DCP, PCS1800/1900, IS95A/IS41 et IS136/IS41
2 ^{ème} génération et demie		GPRS, IS95B
3 ^{ème} génération		UMTS, W-CDMA, CDMA2000, EDGE, DECT
3 ^{ème} génération et demie	Wi-Fi, WiMAX	HSDPA, HSUP
4 ^{ème} génération	Multi-technologie Wi-xx	HSOPA, UMB

3. Chaîne de transmission numérique

Une chaîne de communication est constituée de différents éléments qui transmettent l'information de la source à un destinataire. La description classique d'un système de la radiocommunication revient à distinguer trois entités formées par l'émetteur, le canal radioélectrique de propagation et le récepteur. Le canal de propagation est le support physique de propagation des signaux comme le câble, la fibre optique, ou encore la propagation sur un canal radioélectrique [14]. Les signaux résultants seront altérés par l'évolution du canal de propagation. C'est pourquoi, l'émetteur doit créer un signal adapté au canal de transmission considéré afin de transmettre l'information désirée. Le récepteur réalise l'opération inverse de l'émetteur. Par conséquent, l'information transmise est restituée avec une sûreté de fonctionnement. Une chaîne de la radiocommunication peut se décomposer en plusieurs fonctions de traitements. La figure 1.3 met en exergue les différentes opérations à effectuer [15].

Le codage peut être décomposé en deux types :

- Le codage de source : consiste à appliquer des méthodes de compression (sans ou avec pertes) sur les données afin de diminuer la quantité de symboles à transmettre [16, 17].
- Le codage des canaux : sert à lutter contre les perturbations apportées par le support physique et il injecte des codes correcteurs d'erreurs, permettant à la réception de s'assurer si la transmission s'est effectuée sans erreurs et éventuellement de les corriger. Ces erreurs sont causées par des dégradations induites par le canal de propagation et aussi par les trains de symboles de plusieurs sources coopératrices qui peuvent être associées pour partager le même support de transmission [18].

2. Source : Ericsson Mobility Report, Nov 2014

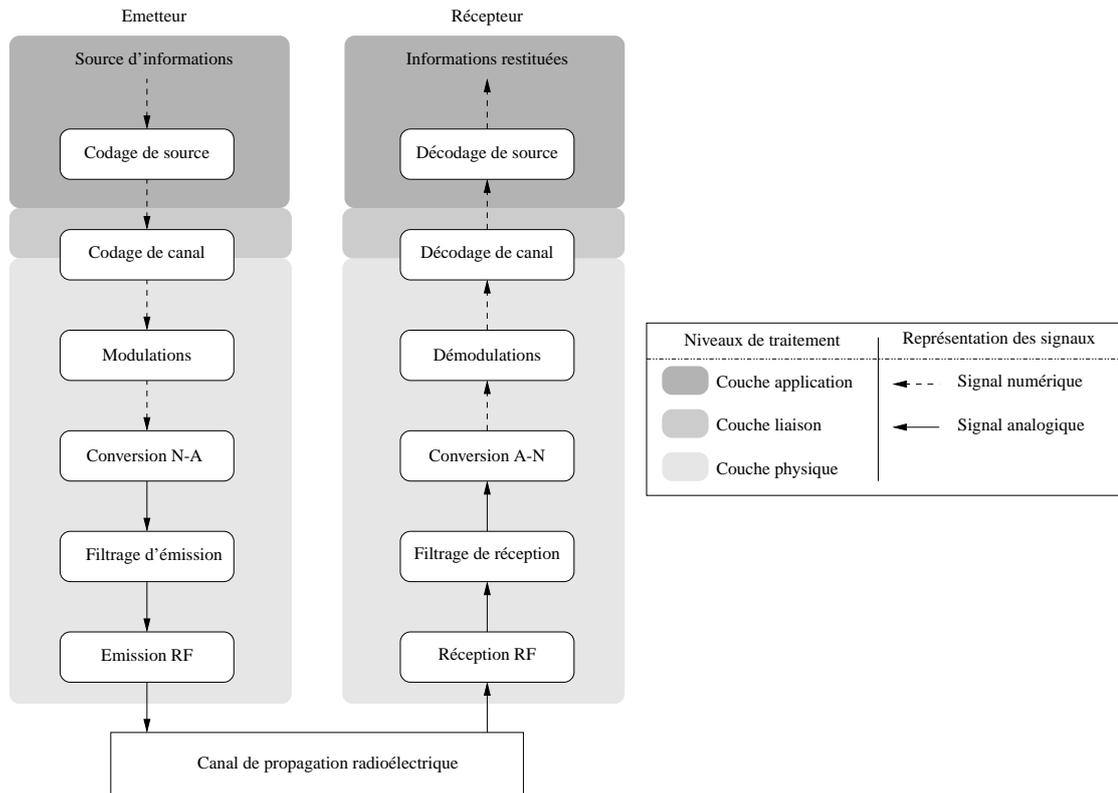


FIGURE 1.3 – Représentation fonctionnelle d'une chaîne des radiocommunications numériques

3.1. Codage de source

La sortie d'une source est par nature aléatoire, puisqu'elle n'est pas connue à priori par le destinataire (méthodes autodidactes). Néanmoins certains messages déterministes, comme les séquences de pilotage, peuvent être générés dans l'émetteur afin de servir au bon fonctionnement du récepteur (méthodes adaptatives). L'émetteur délivre des symboles qui appartiennent à un dictionnaire d'alphabets fini. Ces derniers sont souvent binaires, c'est-à-dire, qu'ils appartiennent à l'une des deux états : 0 et 1. Si l'alphabet comporte M éléments, on parlera de source M -aire. La source est caractérisée par un débit alphabétique exprimé en symboles par seconde (ou Bauds) et un débit d'information en Shannon par seconde (ou bit/s) [19].

Le codage de la source vise à représenter le message de la façon la plus concise que possible. Cette opération a pour objectif de limiter le nombre d'éléments binaires nécessaires à la représentation de l'information contenue dans le message émis par la source. Les limites théoriques du codage de la source sont fixées par la théorie mathématique des communications de Claude E. Shannon [20].

3.2. Codage du canal

Le principe de base du codage de canal consiste à remplacer le message à transmettre par un message plus long qui contient un détecteur et/ou un correcteur d'erreurs, qui est une fonction spécifique des transmissions numériques. En effet, le fait d'introduire de la redondance permet de corrélérer les éléments binaires du message codé et ainsi le rendre plus robuste vis-à-vis des erreurs de transmission. Les données générées par le codeur sont appelées des symboles. Lors du décodage, les symboles reçus peuvent être des bits

ou des mots binaires [21]. Dans le premier cas, le système est dit à décision dure et dans le second est dit à décision douce. Un système à décision douce présente de meilleures performances qu'un système à décision dure, mais au désavantage d'une complexité plus grande du décodeur de Viterbi [22].

Il y a deux grandes familles de code :

- le codage en blocs : Pour chaque bloc de K bits d'information le codeur associe N bits codés, le codage d'un bloc se faisant indépendamment des précédents.
- le codage convolutif : À K bits d'information, le codeur associe N bits codés, mais contrairement au cas précédent, le codage d'un bloc de K bits dépend non seulement de ce bloc mais également des blocs précédents.

En pratique des erreurs peuvent se produire durant la communication, et elles sont principalement dues au bruit et aux interférences produites par le canal de transmission lui-même. Pour y remédier, on utilise un codage correcteur d'erreurs : des bits de redondance sont ajoutés aux informations numériques à transmettre, et ceux-ci permettent au récepteur de détecter et/ou corriger des erreurs [23].

3.3. Codage binaire-à-symbole

Le Codage Binaire-à-Symbole (CBS) permet d'adapter les éléments binaires à des symboles, dites *symboles numériques*. Le codage binaire à symbole est l'étape qui génère un signal discret à partir des données numériques. Chaque élément C_k de ce signal peut être réel ou complexe, et est associé à un ou plusieurs bits sortis de la source d'informations. Le débit symbole (D_s) est le nombre de symboles transmis par unité de temps. Il est mesuré en bauds et est égal au débit binaire divisé par le nombre de bits représenté par chaque symbole ($D_s = \frac{D_b}{\log_2 M}$ où M est le nombre d'états de la modulation) [24].

La règle d'affectation des n -uplets d'éléments binaires aux différents symboles est souvent décrite par une représentation graphique appelée mapping ou constellation. La figure 1.4 illustre la modulation de phase et la modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature. Cette affectation, selon par exemple un codage de Gray, permet de minimiser la probabilité d'erreur sur les éléments binaires. L'ensemble des M symboles générés définit l'alphabet de la modulation, dite M -aire ou à M états. Le choix d'un alphabet dépend des caractéristiques de la transmission (combat aux distorsions et perturbations, occupation spectrale, ...)

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse $S(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ centrée sur la bande de fréquence du canal [25, 26].

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

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

- Modulation par déplacement d'amplitude (Amplitude-Shift Keying : ASK).
- Modulation par déplacement de phase (Phase-Shift Keying : PSK).

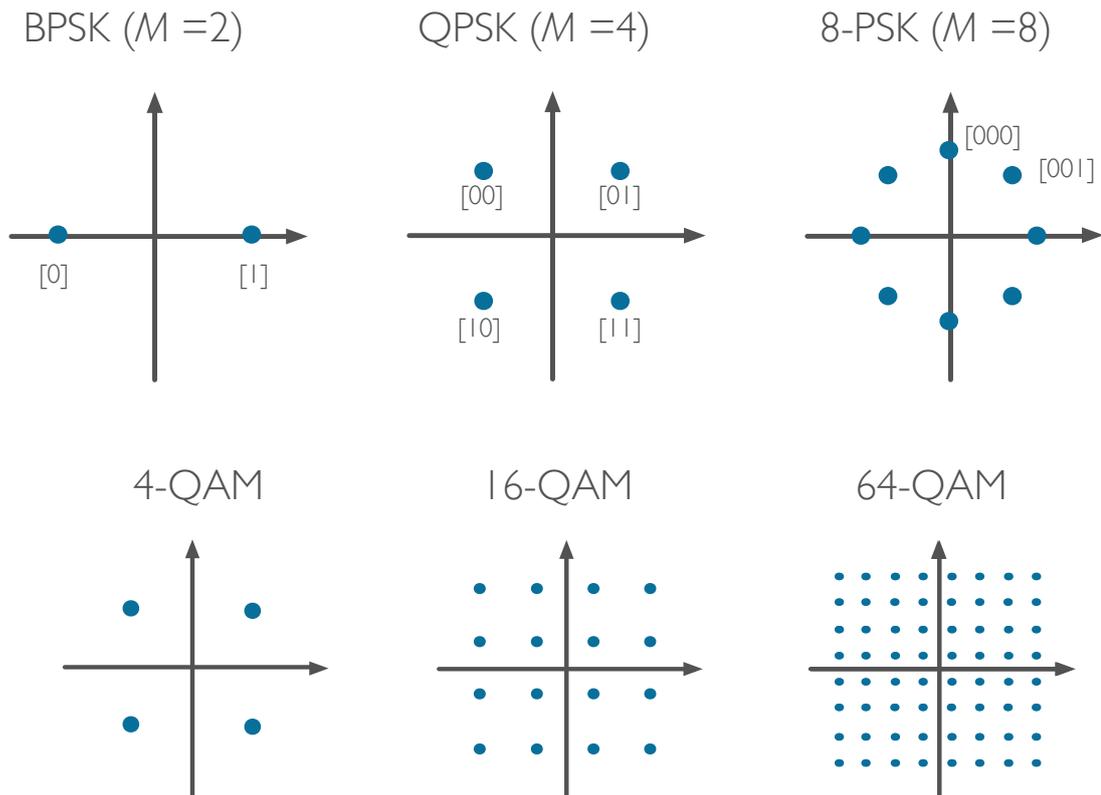


FIGURE 1.4 – Frontières des zones de décision sur les constellations (PSK) et (QAM)

- Modulation par déplacement de phase différentiel (Differential Phase Shift Keying : DPSK).
- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature (Quadrature Amplitude Modulation : QAM)
- Modulation par déplacement de fréquence (Frequency-Shift Keying : FSK).

Dans ce travail, parmi les différents types de CBS existants, nous nous sommes limités à l'utilisation d'une Modulation de Phase (MDP ou PSK pour Phase Shift Keying) à 4 états (MDP4 ou QPSK pour Quadrature Phase Shift Keying).

3.4. Codage Symbole-à-Signal

Le canal de transmission étant un milieu continu, avant de pouvoir y transmettre les symboles C_k il faut obtenir un signal continu. Les symboles sont cadencés par une horloge à la fréquence $\frac{1}{T}$, où T est la durée d'un symbole. Le CSS associe à chaque symbole une forme d'onde particulière, appelé aussi modulation. Selon le contexte de transmission, et plus précisément lorsque la bande allouée à la transmission est centrée sur une fréquence élevée, le modulateur élabore généralement un signal dont le spectre est centré sur une fréquence plus basse dite fréquence intermédiaire. Ainsi une transposition de fréquence permettant de centrer le signal modulé sur la fréquence souhaitée est ensuite réalisée par la conversion Radiofréquence (Rf) [19].

Des étapes additionnelles peuvent s'entremettre entre le CBS et le CSS afin d'assurer la bonne transmission des symboles. En effet, dans un système reposant sur la combinaison de l'étalement de spectre et des techniques de modulation à porteuses multiples,

comme dans un système MC-CDMA (Multi-Carrier Code Division Multiple Access), les symboles en sortie du CBS sont préalablement multipliés par un code d'étalement et ensuite transmis par un multiplex de porteuses orthogonales [19].

3.5. Filtrage d'émission

Le filtrage d'émission consiste à assurer la mise en forme du signal modulé en limitant son occupation spectrale. Afin d'annuler l'Interférence Entre Symboles (IES ou ISI pour Inter Symbol Interference), la réponse globale des filtres d'émission et de réception doit vérifier le critère de Nyquist.

À la sortie du canal, les symboles risquent de s'étaler sur un intervalle supérieur à la période symbole ce qui engendre une interférence entre les symboles (IES). Notons que pour éviter les IES il faut respecter le critère de Nyquist. En générale, une solution retenue appelée filtre en cosinus surélevée est caractérisée par son facteur de retombée [25, 27]. On peut vérifier si la transmission est faite sans ou avec interférence grâce à un diagramme de l'oeil qui nous permet de juger visuellement la qualité d'une transmission numérique. Des exemples avec différentes valeurs de coefficient de retombée α (roll-off) avec $0 \leq \alpha \leq 1$ [17] sans l'ajout de bruit sont illustrés sur la figure 1.5).

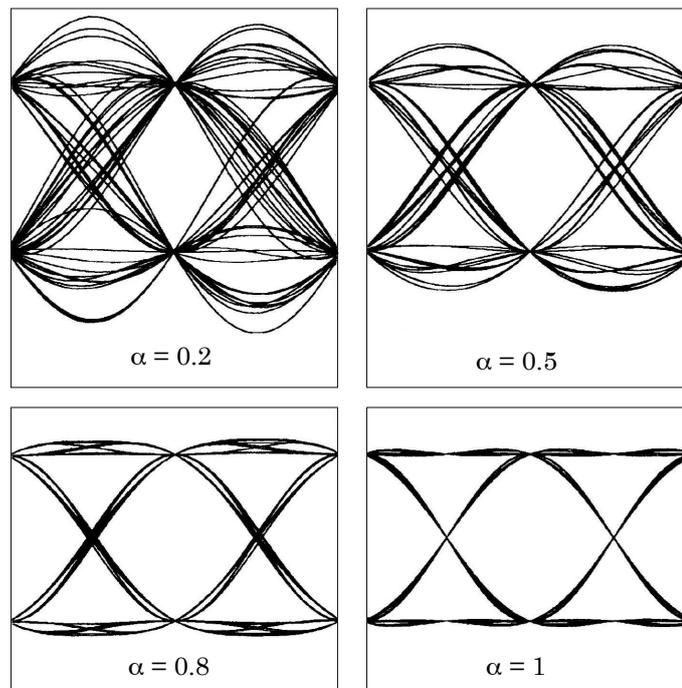


FIGURE 1.5 – Représentation de diagramme de l'œil avec différentes valeurs de α

4. Canal de transmission et ses distortions

La notion de *canal de transmission* n'a pas toujours le même sens et varie selon le contexte utilisé (théorie de l'information, propagation, théorie des communications). Le canal de transmission est appelé aussi voie de transmission, est une liaison entre l'émetteur et le récepteur. Il est associé à toutes les sources de perturbations grevant le signal émis, à savoir, la ligne utilisée pour l'envoi ainsi les équipements de l'émission et de la réception.

4.1. Canal de propagation

La modélisation du canal de propagation reste toujours une étape importante et primordiale pour l'implantation des systèmes (indoor, outdoor, MIMO, radio mobile, radar, ...). La transmission de données sur un support physique se fait par propagation d'un phénomène vibratoire. Les ondes radio RF (Radio Frequency) se propagent en ligne droite dans plusieurs directions. La vitesse de propagation des ondes dans le vide est de 3.108 m/s [28, 29].

Pour cela, il est nécessaire d'avoir une culture minimale sur la propagation des ondes hertziennes afin de pouvoir mettre en place une architecture réseau adéquate, et notamment d'aménager les bornes d'accès (point d'accès) de telle façon à obtenir une portée optimale. On peut distinguer deux types de propagations : La propagation en espace libre et la propagation hors espace libre.

Les quatre principaux mécanismes qui perturbent le signal sont :

- La réflexion
- La réfraction
- La diffraction
- L'absorption

Les empêchements rencontrés par le signal lors de son trajet de l'antenne d'émission à l'antenne de réception abusent différemment sur le signal selon des propriétés des milieux (air, eau, béton, verre blindé, métal, etc...). En effet, l'influence d'un obstacle sur le signal est relative à la taille de cette obstacle vis à vis de la longueur d'onde du signal, ainsi que sa position spatiale par rapport à l'émetteur, au récepteur ou toute autre chose. Ces phénomènes sont illustrés sur la figure 1.6 [29].

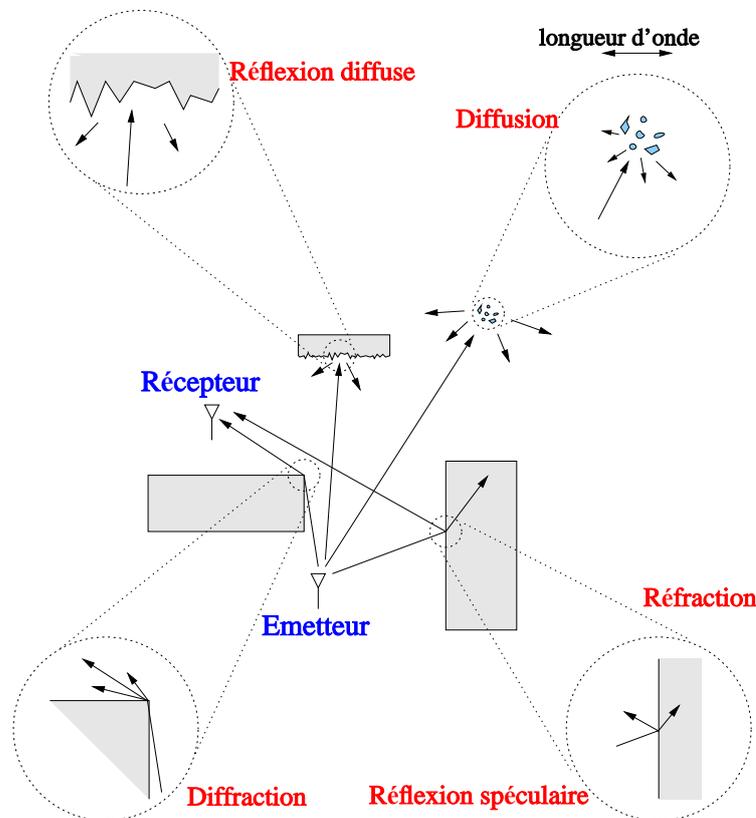


FIGURE 1.6 – Types d'interactions de l'onde électromagnétique avec le milieu

L'envoi des informations entre deux entités (Émetteur/Récepteur) se fait avec des pertes. En fait, la transmission n'est pas immédiate, ce qui impose des problèmes de *synchronisation* des données à la réception. D'autre part des dégradations affectant le signal sont de différentes natures et se traduisent par trois effets :

1. **Les parasites** : Souvent appelés bruit, sont très souvent le produit d'autres courants électriques qui génèrent des ondes électromagnétiques qui se propagent sans problème dans les matériaux isolants. On distingue généralement deux types de bruit :
 - Le bruit blanc, qui est propre aux systèmes, est une perturbation uniforme du signal, c'est-à-dire qu'il rajoute au signal une petite amplitude dont la moyenne sur le signal est nulle. Le bruit blanc est généralement caractérisé par un ratio appelé rapport signal/bruit, qui traduit le pourcentage d'amplitude du signal par rapport au bruit (exprimé en décibel). Celui-ci doit être le plus élevé possible.
 - Les bruits impulsifs sont des petits pics d'intensité provoquant des erreurs de transmission. Le bruit thermique, l'atmosphère, les brouilleurs comme exemple.
2. **L'affaiblissement** : Représente la perte de signal en énergie dissipée dans la ligne. L'affaiblissement se traduit par un signal de sortie plus faible que le signal d'entrée et est caractérisée par la valeur : $A = 20 \log \left(\frac{S_s}{S_e} \right)$ (S_s : Niveau du signal en sortie, S_e : Niveau du signal en entrée). L'affaiblissement est proportionnel à la longueur de la voie de transmission et à la fréquence du signal.
3. **La distorsion** : Caractérise le déphasage entre le signal en entrée et le signal en sortie.

D'autre part, il existe un bruit qui est issu pratiquement des amplificateurs, mélangeurs et autres composants électriques et électroniques. Nous trouvons trois types de ces bruits ayant une grande influence sur le signal : le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit de quantification.

4.2. Capacité d'un canal

Un des plus célèbres résultats de la théorie de l'information est le codage du canal en respectant le théorème de Shannon. Pour un canal donné, il existe un code qui permettra la transmission sans erreur à travers le canal à un taux T_e , à condition $T_e < C$: C est la capacité du canal. Cette inégalité est réalisée uniquement lorsque le rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio : SNR) est infini. La partie étonnante de la théorie est l'existence d'une capacité de canal. Le théorème de Shannon est à la fois alléchant et frustrant. Il offre une transmission sans erreur, mais il ne fait aucune déclaration quand ce code est nécessaire. En fait, tout ce que nous pouvons déduire de la preuve du théorème est qu'il doit être long. Le code qui permet l'utilisation d'un canal à sa capacité n'est pas encore trouvé. Cependant, Shannon a lancé un défi, dans la mesure où il a prouvé que le code existe [30].

Nous ne donnerons pas une description de la façon dont la capacité est calculée. Cependant, un exemple est intéressant. La chaîne binaire est un canal avec une entrée et une sortie binaire. Chaque sortie est associée à une probabilité p de tel sorte que cette sortie est correcte et la probabilité $1 - p$ est associée à une sortie qui n'est pas correcte.

Pour un tel canal, la capacité du canal se révèle être (Eq. 1.1) :

$$C = 1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1 - p) \quad (1.1)$$

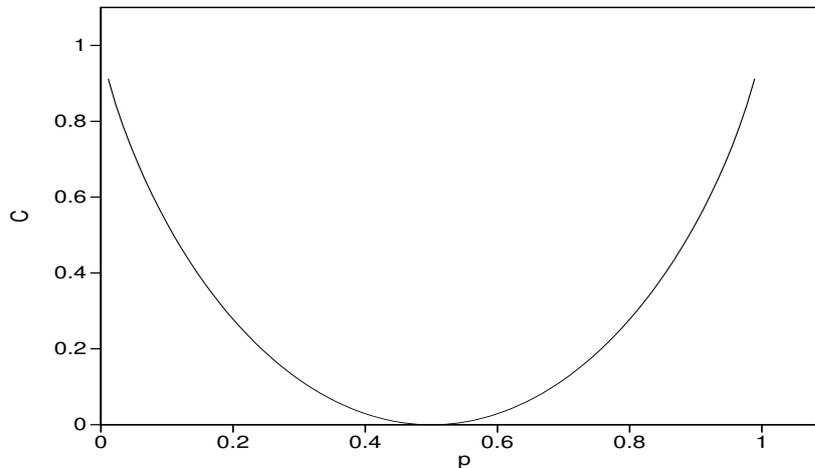


FIGURE 1.7 – Capacité du canal

La figure 1.7 illustre la probabilité d’erreur de bit p . Si $p = 0$ alors $C = 1$, puis si $p = 0.5$ alors $C = 0$, donc si la probabilité de réception est égale à 0 ou à 1, quel que soit le signal envoyé, le canal est totalement fiable. Nous désignons normalement la capacité comme un taux, en bits/seconde. Pour ce faire, nous relierons chaque sortie à un changement dans le signal. Pour un canal de la bande passante B , nous pouvons transmettre au plus $2B$ changements par seconde. Ainsi la capacité en bits/seconde est $2BC$. Pour le canal binaire nous avons (Eq. 1.2) :

$$C = B [1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1 - p)] \quad (1.2)$$

Pour le canal binaire, le débit maximal W est $2B$. Nous notons que $C < W$, i.e. la capacité est toujours inférieure au débit binaire. Le débit de données D , ou le taux d’information, décrit le taux de transfert de bits de données à travers le canal. En théorie, nous avons :

$$D < C < W \quad (1.3)$$

Le codage canal du théorème de Shannon s’applique à la chaîne, pas à la source. Si la source est codée de façon optimale, nous pouvons reformuler le théorème de codage du canal : Une source d’informations avec l’entropie $H(x)$ peut être transmise sans erreur sur un canal fourni $H(x) \leq C$ [20].

4.3. Réseaux cellulaires

La réussite de la téléphonie mobile et l’arrivée des terminaux mobiles pouvant se connecter à des réseaux locaux sans fil qui sont devenus très populaires avec les supports hertziens. Ce succès devrait être encore amplifié par l’interconnexion des équipements personnels (terminal téléphonique, PC portable, agenda électronique, etc.).

Un réseau cellulaire est constitué par des équipements mobiles qui exploitent la voie hertzienne pour communiquer entre eux. Alors une cellule est une zone géographique dont tous les points peuvent être atteints à partir d’une même antenne. Les réseaux mobiles, les réseaux satellites et les réseaux sans fil sont une famille des réseaux cellulaires. Les

réseaux mobiles permettent aux terminaux de se déplacer d'une cellule à une autre sans coupure de la communication, ce qui n'est pas le cas des réseaux sans fil. Les réseaux satellites sont d'un autre genre car ils demandent des délais de propagation bien plus longs que les réseaux terrestres [13].

Le déplacement d'un utilisateur d'une cellule à une autre, nous oblige de calculer le cheminement de l'information. Ce phénomène s'appelle un changement intercellulaire, ou handover, ou encore handoff (figure 1.8).

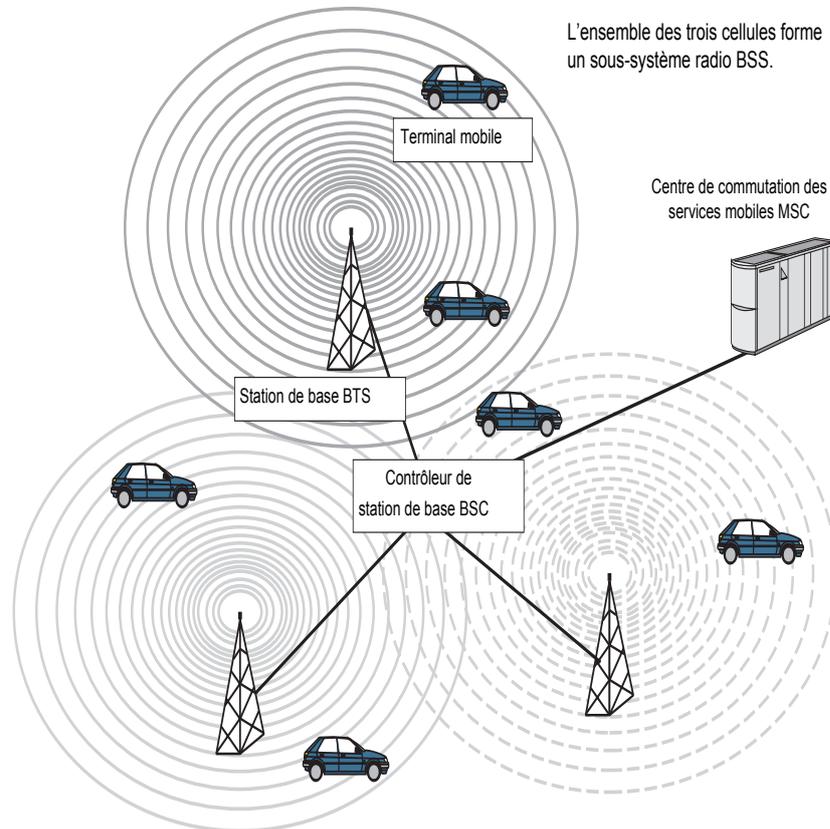


FIGURE 1.8 – Architecture d'un réseau mobile montrant la notion handover

Chaque cellule dispose d'une station de base, ou BTS (Base Transceiver Station), c'est-à-dire d'une antenne assurant la couverture radio de la cellule. Une station de base dispose de plusieurs fréquences pour desservir à la fois les canaux de trafic des utilisateurs, un canal de diffusion, un canal de contrôle commun et des canaux de signalisation. Chaque station de base est reliée par un support physique de type câble métallique à un contrôleur de station de base, ou BSC (Base Station Controller). Le contrôleur BSC et l'ensemble des antennes BTS, qui lui sont raccordées, constituent un sous-système radio, ou BSS (Base Station Subsystem). Les BSC sont tous raccordés à des commutateurs du service mobile, ou MSC (Mobile service Switching Center) [13].

La figure 1.9, qui montre l'hexagone, représente une forme régulière qui ressemble à un cercle que l'on peut mettre en place sans laisser des zones vides. Toutefois, la réalité du terrain est bien différente de ce modèle théorique, notamment en zone urbaine où de nombreux obstacles empêchent la propagation linéaire.

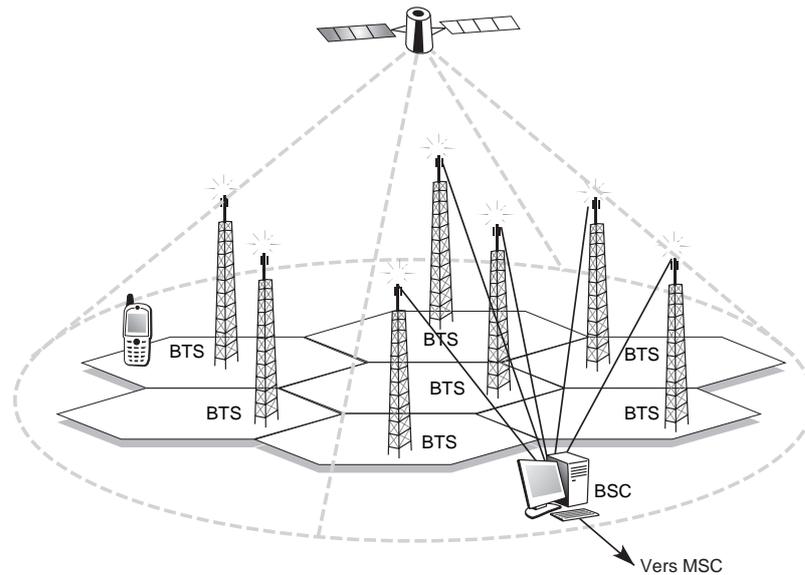


FIGURE 1.9 – Réseaux cellulaires

5. Techniques de la communication

Lorsque l'émetteur est suffisamment éloigné du récepteur ou en présence d'obstacles (montagnes, forêts, bâtiments,...), la puissance du signal reçue est atténuée. On parle d'évanouissement à grande échelle qui traduit les fluctuations de la puissance reçue sur une grande distance ou sur un intervalle de temps suffisamment grand [31]. Suite aux évanouissements et aux multi-trajets imposés sur le canal, plusieurs techniques permettent de rendre les systèmes de communication plus robustes et fiables résolvant le problème multi-utilisateurs et visant à réduire l'effet des perturbations dues à la propagation.

On peut illustrer les quatre techniques de communication :

- Notion de la diversité
- Notion de la sélectivité
- Étalement du spectre
- Techniques du multiplexage

5.1. Notion de la diversité (temporelle, fréquentielle, spatiale)

La diversité est une technique utilisée dans les systèmes de transmissions radio-mobiles afin de lutter contre l'évanouissement causé par les trajets multiples du canal de transmission. Elle consiste à recevoir plusieurs répliques du signal émis affectées par des évanouissements indépendants. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception [32].

Les principales formes de diversité sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale [33].

Les méthodes les plus utilisées dans les réseaux mobiles sont : FDMA, TDMA et CDMA.

- *Accès Multiple à Répartition dans le Temps* (AMRT ou TDMA pour Time Division Multiple Access), la bande passante est épargnée pour un seul canal dont le temps

est partagé entre différentes stations. Chaque station alloue un laps du temps auquel elle peut envoyer des données vers une deuxième station.

- *Accès Multiple par Répartition en Code* (AMRC ou CDMA pour Code Division Multiple Access), un canal porte toutes les transmissions simultanément et en utilisant un code unique pour chaque signal transmis, la station mobile et la base sont en mesure de faire la distinction entre les signaux transmis simultanément sur la même attribution de fréquence [34].
- *Accès Multiple à Répartition en Fréquence* (AMRF ou FDMA pour Frequency Division Multiple Access), dans FDMA, la bande passante disponible de la voie commune est divisée en bandes qui sont séparées par des bandes de garde (pour éviter les interférences de la station). Chaque station alloue une bande d'envoi de ses données et utilise également un filtre passe-bande pour confiner les fréquences d'émission.

Un schéma explicatif de ces trois techniques d'étalement de spectre est illustré dans la figure 1.10.

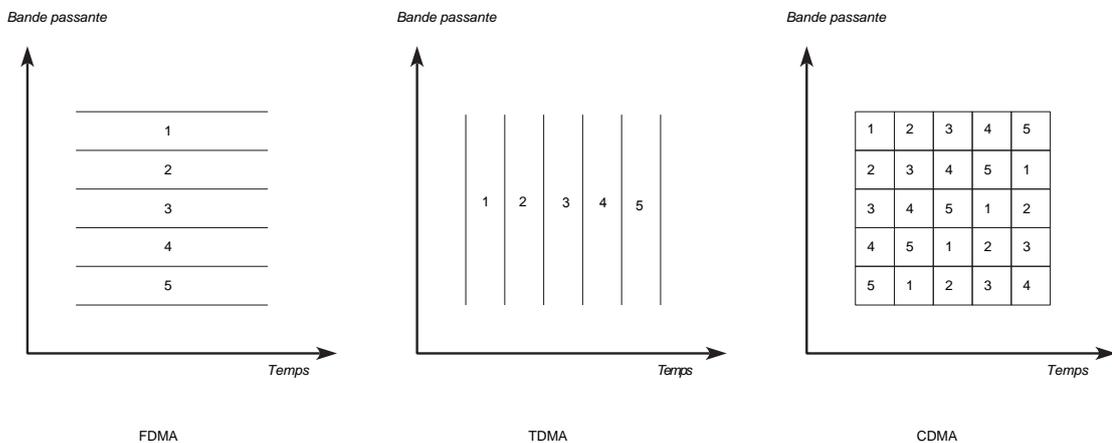


FIGURE 1.10 – Comparaison des techniques d'accès

Les techniques que nous venons de décrire peuvent se superposer. Par exemple, un découpage en fréquences (FDMA) peut être suivi d'un TDMA sur chaque fréquence, comme dans le GSM. Dans l'UMTS, un découpage en fréquence est associé sur chaque fréquence à un TDMA puis sur chaque slot à un CDMA. Le CDMA2000 divise la bande passante en grandes sous-bandes auxquelles est appliqué un CDMA. Enfin, le WCDMA (Wideband-CDMA) utilise toute la bande passante en CDMA.

5.2. Notion de la sélectivité

Un système transmettant des données sur un canal variant dans le temps et sélectif en fréquence peut affronter l'influence de ces variations et les déplacements de l'émetteur et/ou du récepteur. Le rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence définissent la notion de sélectivité du canal. L'efficacité d'un signal de durée de symbole T_s et de bande B_s dépendra des rapports T_s/t_c et B_s/B_c . Nous présentons quatre situations :

- $B \ll B_c \Leftrightarrow T_s \gg \sigma_\tau$: Les fréquences du spectre du signal endurent la même atténuation ou amplification lorsque la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal. Dès la présence d'évanouissements, toute la bande

du signal est alors fortement atténuée, ce qui amène à un abaissement du rapport signal sur bruit. On parle des *évanouissements plats* et d'un canal non-sélectif en fréquence.

- $B > B_c \Leftrightarrow T_s < \sigma_\tau$: Lorsque la bande de cohérence du canal est inférieure à la bande occupée par le signal, les évanouissements fréquentiels ne dissimulent que certains éléments de spectre du signal. L'étalement des retards étant supérieurs à la durée d'un symbole, il se produit alors des interférences entre symboles. Nous parlons d'un canal de propagation sélectif en fréquence.
- $T_s < t_c \Leftrightarrow B > B_d$: Dans le cas où la bande occupée par le signal est supérieur à l'étalement *Doppler*, nous disons que le canal de propagation est à *évanouissements lents*. La réponse impulsionnelle reste constante sur plusieurs symboles qui se suit sans interruption. Le canal est alors non-sélectif en temps.
- $T_s \gg t_c \Leftrightarrow B \ll B_d$:

5.3. Étalement du spectre

La terminologie "l'étalement de spectre" (SS : Spread Spectrum), apparue dans les années 40 par les militaires, consiste à augmenter la bande du signal émis afin d'en réduire la puissance jusqu'à la confondre avec le bruit. Cette technique est une suite des travaux de N. Wiener et C. E. Shannon. Il s'agit d'un étalement de l'information pour profiter de diversité offerte par le canal. L'étalement de spectre, devenu d'un grand intérêt pour les applications grand public, est retenu dans différents standards (*UMTS, IEEE 802.11,...*).

Le principe repose sur la relation de Shannon [19] qui présente la quantité maximale d'information C qu'il est idéalement possible de faire tenir sans erreur dans un canal bruité, en fonction du rapport signal-à-bruit sur la bande B occupée :

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad [bit/s] \quad (1.4)$$

Nous déduisons que, pour transmettre sans erreur une quantité d'information C donnée, il est nécessaire d'utiliser soit une bande B étroite et un fort SNR , soit une large bande B et faible SNR . Émettre un signal de bande largement supérieure à celle du signal utile a été le principe de l'étalement de spectre.

Parmi les techniques de l'étalement de spectre, nous citons [35, 36] :

- L'étalement par le saut en temps, appelé TH-SS (Time Hopping Spread Spectrum), est l'une des deux approches à spectre étalé en modulation pour la transmission du signal numérique sur les ondes. Dans le spectre étalé, le flux d'informations à transmettre est divisé en petits morceaux, dont chacun est alloué à travers un canal.
- L'étalement par le saut en fréquence FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum), est une méthode de transmission des signaux radio en passant rapidement d'un support parmi de nombreuses fréquences des canaux, en utilisant un pseudo séquence connue à la fois pour l'émetteur et pour le récepteur. Il est utilisé comme une méthode d'accès multiple dans le saut de fréquence par répartition en code à accès multiple (FH-CDMA).
- L'étalement par séquence directe est réalisé en utilisant un signal ou une séquence pseudo-aléatoire, dont le débit numérique est supérieur à celui du signal contenant l'information. Chacun des éléments de ce code d'étalement forme un chip. Il est

encore appelé dans la littérature sous l'abréviation DH-SS (Direct Sequence Spread Spectrum).

- Le balayage en fréquence est une technique qui ne nécessite pas de codage pseudo-aléatoire. Le signal émis est formé par des impulsions de la porteuse dont la fréquence varie suivant le message binaire à transmettre.

6. Modulations à porteuses multiples

Dans les modulations, des informations sont mappées sur des changements dans la fréquence, de la phase et/ou de l'amplitude d'un signal de porteuse. Le multiplexage traite de l'allocation d'utilisateurs dans une bande passante donnée (i.e. il œuvre pour l'allocation des ressources disponibles).

6.1. Notion d'orthogonalité

La modulation à porteuses multiples, appelée OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) est une combinaison de modulation et de multiplexage. Dans cette technique, la ressource donnée (largeur de bande) est partagée entre les sources de données individuelles modulées. Des techniques de modulation normale (AM, PM, FM, BPSK, QPSK, etc.) sont des techniques de modulation de porteuses individuelles, dans lequel les informations entrantes sont modulées sur une porteuse unique. OFDM est une technique de modulation multi-porteuse, qui emploie plusieurs transporteurs, à l'intérieur de la bande passante allouée, pour transmettre l'information de la source à la destination. Chaque porteuse peut utiliser l'une des nombreuses techniques de modulation numérique disponible (BPSK, QPSK, QAM etc..) [37].

OFDM est très efficace pour la communication sur des canaux avec évanouissements sélectifs en fréquence. Il est très difficile de manipuler l'évanouissement sélectif en fréquence dans le récepteur, dans ce cas, la conception du récepteur est extrêmement complexe. Au lieu d'essayer d'atténuer l'évanouissement sélectif en fréquence dans son ensemble (ce qui se produit quand une énorme bande passante est allouée pour la transmission de données sur une fréquence de canal à évanouissement sélectif), OFDM atténue le problème en convertissant l'ensemble des évanouissements sélectifs en fréquence canal en petits canaux à évanouissement (comme on le voit par les sous-porteuses individuelles). L'évanouissement uniforme est plus facile à combattre (par rapport à l'évanouissement sélectif en fréquence) en employant des systèmes de correction d'erreurs simples et d'égalisation. Cette solution est illustrée dans la figure 1.11.

6.2. Différence entre FDM et OFDM

L'OFDM est un cas particulier du multiplexage fréquentiel ou FDM pour Frequency Division Multiplexing. Le FDM consiste à diviser la largeur de la bande donnée en un ensemble de porteuses. Il n'y a aucune relation entre les fréquences porteuses dans le FDM. Par exemple, considérons que la largeur de la bande donnée doit être divisée en 5 porteuses : a , b , c , d et e . Il n'y a aucune relation entre les sous-porteuses : a , b , c , d et e .

Si les porteuses sont des harmoniques, c'est-à-dire $b = 2a$, $c = 3a$, $d = 4a$, $e = 5a$, multiple entier de la composante fondamentale a , elles deviennent alors orthogonales. Ceci est un cas particulier du FDM, qui est appelé OFDM (pour cela nous utilisons le terme *orthogonale* en OFDM) [38].

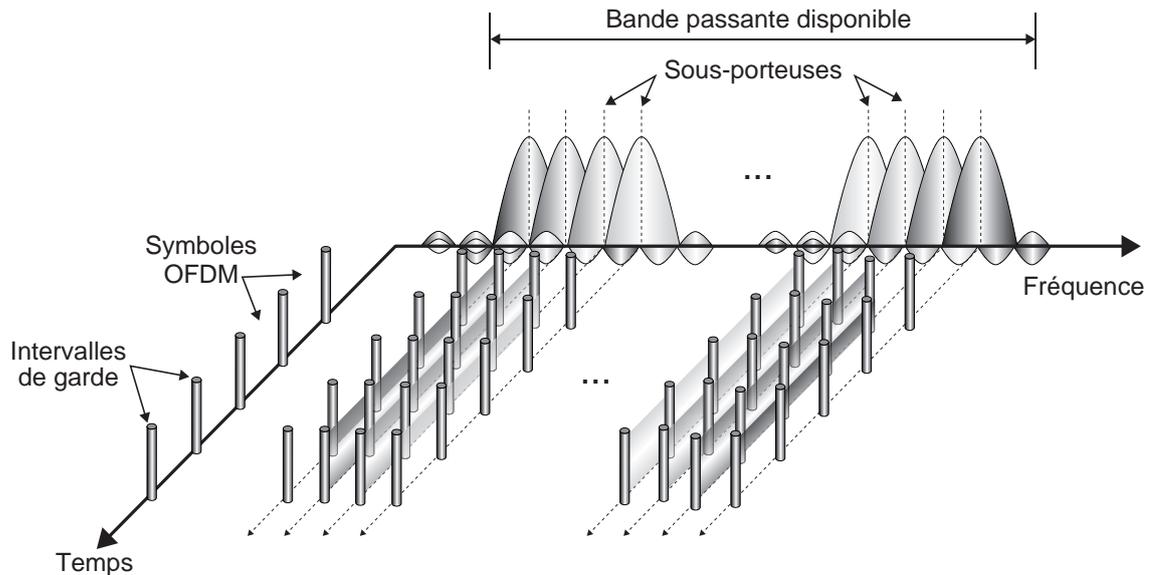


FIGURE 1.11 – Fréquences de l'OFDM

6.3. Signal OFDM : Émetteur/Récepteur

Considérons que nous voulons envoyer les bits de données D en utilisant l'OFDM : $D = [d_0, d_1, \dots, d_n]$. La première chose qui doit être prise en compte dans la conception de l'émetteur OFDM est le nombre de sous-porteuses nécessaires pour envoyer les données. En général, nous laissons supposer que nous avons N sous-porteuses. Chaque sous-porteuse est centrée sur des fréquences qui sont orthogonales entre elles (habituellement de fréquences multiples) [39].

Le deuxième paramètre de conception pourrait être le format de modulation que nous souhaitons utiliser. Un signal OFDM peut être construit en utilisant une des techniques de modulation numériques suivantes : BPSK, QPSK, QAM, etc. Les données D doivent d'abord être converties du flux de série vers le flux parallèle en fonction du nombre de sous-porteuses N . Depuis, nous avons supposé qu'il y'a N sous-porteuses autorisées pour la transmission OFDM, nous nommons les sous-porteuses de 0 à $N - 1$. Maintenant, le convertisseur série-parallèle prend le train de bits série et les N flux parallèles (indexé de 0 à $N - 1$). Ces flux parallèles sont convertis individuellement dans le format requis de modulation numérique (BPSK, QPSK, QAM, etc). Nous appelons cette sortie S_0, S_1, \dots, S_{N-1} . La conversion de données parallèles D en données à modulation numérique S est habituellement obtenue par un mappeur de constellation, qui est essentiellement une table de consultation. Une fois que les bits de données sont convertis au format de modulation requise, ils doivent être superposés sur les sous-porteuses orthogonales requises pour la transmission. Ceci est obtenu par une série de N oscillateurs sinusoïdaux oscillant parallèlement à N fréquences orthogonales (f_0, f_1, \dots, f_{N-1}). Enfin, la sortie des N branches parallèles se résume ensemble pour produire le signal OFDM [39].

La figure 1.12 illustre le concept de base de transmission OFDM (afin de donner une explication simple pour illustrer le concept sous-adjacent, les blocs FFT/IFFT habituels sont utilisés, réellement, dans le système OFDM).

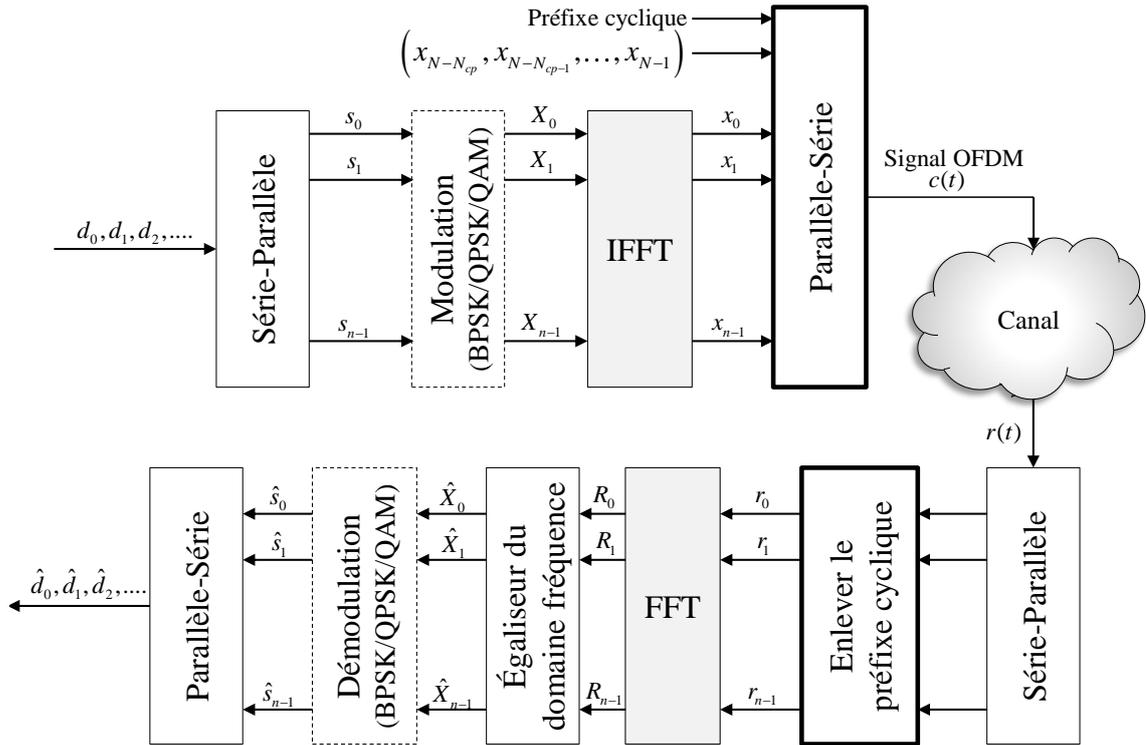


FIGURE 1.12 – Émetteur et récepteur OFDM

6.4. Exemple de modulations à porteuses multiples et à spectre étalé

Le premier exemple montré dans la figure 1.13 représente le concept de transmission OFDM avec modulation BPSK comme format de modulation sous-adjacente.

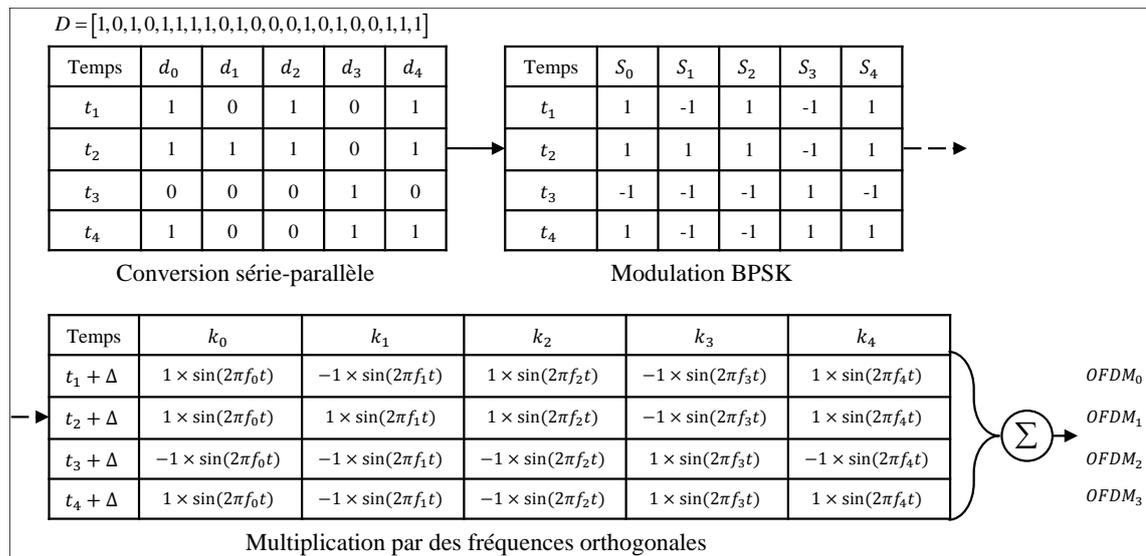


FIGURE 1.13 – Émetteur OFDM-BPSK

Le deuxième exemple illustre la transmission OFDM avec $\pi/4$ décalé avec modulation QPSK. Les 5 sous-porteuses orthogonales sont supposées pour la transmission OFDM et sont illustrées dans la figure 1.14.

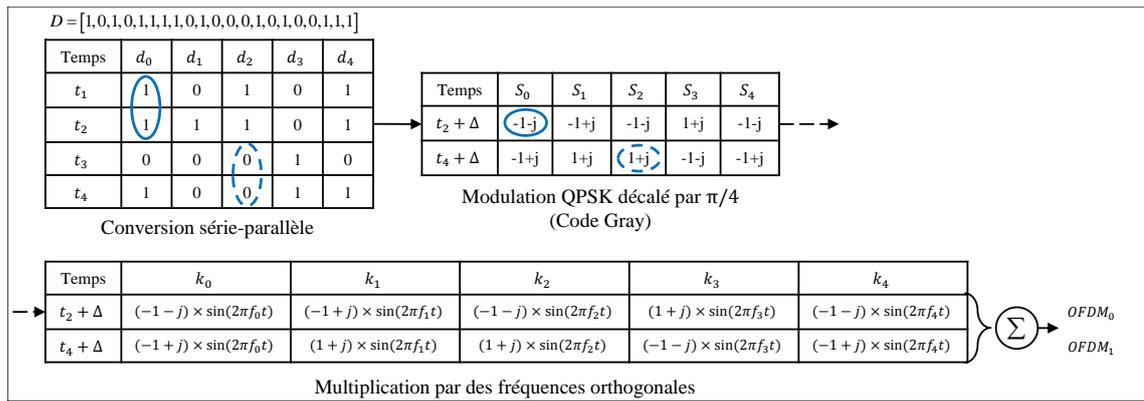


FIGURE 1.14 – Émetteur OFDM-QPSK

7. Conclusion

En bref, nous avons présenté, en premier temps, les notions fondamentales des communications mobiles. Pour cela, nous avons élaboré un rappel sur la chaîne de transmission, de l'expéditeur jusqu'au destinataire. Ce rappel a défini les techniques qui sont généralement citées dans la littérature. Ensuite, nous avons fait un rappel sur les canaux de transmission et ses distorsions en citant quelques notions (canal de propagation, sa capacité et le principe des réseaux cellulaires). Les contraintes imposées à un système de communication mobile comme la présence de plusieurs utilisateurs ou les dégradations engendrées par le milieu nécessitent l'utilisation de deux techniques de communications qui sont :

- La première : l'étalement de spectre offre la possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes permettant à plusieurs utilisateurs d'émettre simultanément dans les mêmes bandes de fréquences.
- La seconde : la modulation à porteuses multiples, connue sous l'abréviation OFDM, permet de transmettre des débits élevés en présence de canaux de propagation sélectifs en fréquence. En outre, elle présente l'avantage d'être facilement mise en œuvre par l'utilisation d'une transformée de Fourier inverse.

Après avoir cité ces généralités utiles à la compréhension de cette thèse, nous verrons dans le chapitre 2 les techniques d'identification aveugles et semi-aveugles afin d'estimer les paramètres d'un canal de transmission. Ces techniques sont basées sur les méthodes à noyaux ou les statistiques d'ordres supérieurs.

Chapitre 2

Méthodes d'identification aveugle et semi-aveugle des canaux de transmission

1. Introduction

Le chapitre 1 a introduit les fonctionnalités de base des systèmes de communications. Dans le présent chapitre, nous nous focalisons sur le problème d'identification des paramètres du canal de propagation qui jouent un rôle important dans ces systèmes. L'identification ou l'estimation du canal reste toujours un sujet frais dans la recherche en télécommunication. Ce chapitre a pour but de poser le cadre théorique de notre travail et de présenter les bases théoriques sur lesquelles est fondée cette thèse :

- Les statistiques d'ordre supérieur (SOS) ;
- Les méthodes à noyaux positifs.

Tous d'abord, nous commençons par une introduction et une modélisation du canal qu'on veut identifier. Après, nous donnons dans la section 2. les définitions et les propriétés nécessaires des SOS ainsi que les éléments de la théorie de l'estimation. Dans la section 3., nous présentons les méthodes à noyaux qui ont montrées un grand intérêt dans la résolution de nombreux problèmes linéaires et également non linéaires. Ensuite, nous étudions les caractéristiques des espaces de définition et les fonctions de noyau.

2. Statistiques d'Ordre Supérieur

2.1. Introduction

Le jugement technique concernant la prévisibilité d'un signal est souvent fondé sur un examen du spectre du signal. Nous constatons que si un signal a une densité spectrale plate ou presque plate signifie que la qualité de la prédiction sera médiocre. Bien que ce raisonnement peut fournir des directives utiles dans la conception des systèmes prédictifs linéaires il est vrai en général pas moins parce qu'il ignore l'existence des mécanismes purement déterministes qui génèrent des signaux avec des densités spectrales plates ou quasi plates.

Les signaux de la parole ou de la musique sont générés mécaniquement par des systèmes avec une dynamique non linéaire. Si la qualité de la prédiction et du codage, de

ces signaux, doit être améliorée, il faut disposer de plus d'informations sur le signal. Ce qui nous amène à l'exploitation des signaux Statistiques d'Ordre Supérieur (SOS) [40].

Le but de cette section est de présenter les SOS dans l'identification du canal (en supposant des connaissances de base du traitement du signal et des statistiques), et d'ébaucher quelques-unes des raisons pour lesquelles ils peuvent être utiles dans des applications pratiques.

Plusieurs travaux de recherche sur les SOS ont été publiés dans les années 1960, mais la plupart de ces travaux ont pris un point de vue statistique et théorique du sujet. Il a fallu attendre les années 1970 où les gens ont commencé à appliquer les techniques basées sur les SOS aux problèmes de traitement du signal réel. Les 15 dernières années ont vu un regain d'intérêt dans les techniques des SOS, et il y a maintenant un nombre croissant de chercheurs du monde entier travaillant dans ce domaine.

Au cours des dernières années, le domaine des SOS a continué son expansion, et les applications ont été trouvées dans des domaines aussi divers comme l'économie, la parole, le traitement de données sismiques, la physique des plasmas et de l'optique [40]. De nombreuses conférences de traitement du signal (ICASSP, EUSIPCO) ont maintenant des sessions spécifiquement pour les SOS, et un atelier IEEE pour le traitement du signal sur SOS est organisé chaque année depuis 1989 (la plus récente a eu lieu en Juillet 2015 en Chine¹)

La modélisation des systèmes non-linéaires est le sujet d'actualité chez plusieurs laboratoires de recherche. Plusieurs travaux ont été publiés dans ce sens [3, 5, 6, 7, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52]. La complexité des systèmes non-linéaires sont dues à la nature des problèmes rencontrés et pour atteindre une solution optimale, nous progressons vers une *linéarisation* de ces systèmes tant que cette opération est possible.

2.2. Généralités sur les SOS

Les mesures des SOS sont des extensions de mesures de second ordre (telles que la fonction d'autocorrélation et le spectre de puissance) à des ordres supérieurs (3^{ème} et 4^{ème}). Les mesures de second ordre fonctionnent très bien si le signal a une fonction de densité de probabilité (Normale) Gaussienne, mais comme mentionné ci-dessus, de nombreux signaux de la vie réelle sont non-gaussiens. La meilleure façon d'introduire les mesures des SOS est de montrer certaines définitions, de sorte que le lecteur peut voir comment ils sont liés aux mesures de second ordre. Voici les définitions pour le domaine temporel et le domaine fréquentiel de troisième ordre (SOS), en supposant que le signal discret $x(k)$ est de moyenne nulle :

— Dans le domaine temporel :

La mesure du second ordre est la *fonction d'autocorrélation* (FAC) :

$$R(\tau) = \mathbb{E}[x(k)x(k+\tau)] \text{ où } E[\cdot] \text{ est l'espérance mathématique.}$$

La mesure de troisième ordre est appelée le moment de troisième ordre est donné par :

$$\text{mom}(\tau_1, \tau_2) = \mathbb{E}[x(k)x(k+\tau_1)x(k+\tau_2)]$$

Notez que le moment du troisième ordre dépend de deux retards τ_1 et τ_2 indépendants. Les moments d'ordre supérieur peuvent être formés d'une manière similaire en ajoutant des termes de retard à l'équation ci-dessus. Les cumulants des signaux peuvent être facilement obtenus à partir des moments.

1. www.chinasip2015.org

— Dans le domaine fréquentiel :

La mesure du second ordre est appelée le spectre de puissance $P(f)$, qui peut être calculée de deux façons :

- Appliquer la transformée de Fourier discrète (Discret Fourier Transform : DFT) à la fonction d'autocorrélation :

$$P(f) = DFT[R(m)]$$

- Ou bien, Multiplier le signal résultant de la transformée de Fourier $X(f)$ par son complexe conjugué :

$$P(f) = X(f).X^*(f)$$

Au troisième ordre, on parle du bispectre $B(f_1, f_2)$ qui peut être calculé de la même manière :

- Nous prenons une Double Transformée de Fourier Discrète (DDFT) du cumulante du troisième ordre ; $B(f_1, f_2) = DDFT[mom(\tau_1, \tau_2)]$
- Où, Nous formons un produit de transformées de Fourier à différentes fréquences ; $B(f_1, f_2) = X(f_1)X(f_2).X^*(f_1 + f_2)$

Il est noté que les mesures du cumulante du second ordre sont liées à la *variance* du signal ainsi que les mesures du troisième ordre (cumulant d'ordre 3 et bispectre) sont liées au signal *skewness*, les mesures d'ordre 4 (cumulant d'ordre 4 et trispectre) sont associées au signal *kurtosis*, et les mesures d'ordre supérieur sont liées à des moments d'ordre supérieur du signal.

2.2.1. Moments et cumulants

Les moments et les cumulants sont des constantes descriptives d'une distribution de probabilité. Dans cette section, nous présentons un aperçu global sur les principaux aspects des SOS, y compris les définitions, les propriétés et les relations importantes.

Prenons un ensemble de k variables réelles aléatoires $X = \{x_1, \dots, x_k\}$ avec la fonction de densité de probabilité conjointe connue, $f_X(x_1, \dots, x_k)$ et une séquence de k nombres entiers (n_1, n_2, \dots, n_k) tel que $n_1 + n_2 + \dots + n_k = m$. Le moment d'ordre m de X est donné par :

$$mom_{m,X} = \mathbb{E}[x_1^{n_1} x_2^{n_2} \dots x_k^{n_k}] \quad (2.1)$$

Le moment $mom_{m,X}$ définit dans l'équation (2.1) peut être obtenu sous la forme des coefficients du développement en série de Taylor autour de l'origine de la fonction caractéristique $\Omega_X(u)$, également connu sous les noms des moments de fonction génératrice, donnée comme suit [53] :

$$\begin{aligned} \Omega_X(u) &\triangleq \int_{-\infty}^{\infty} f_X(z_1, \dots, z_k) \exp(ju^\top X) dz_1, \dots, dz_k \\ &= \mathbb{E}[\exp(ju^\top X)] \end{aligned} \quad (2.2)$$

Avec $u = (u_1, \dots, u_k)^\top$. Pour les variables aléatoires complexes, nous considérons la distribution conjointe de leurs parties réelles et imaginaires, et les expressions indiquées ici deviennent plus compliquées [54].

En identifiant les développements de la seconde fonction caractéristique et du logarithme de la première, nous obtenons les expressions des moments d'ordres 2, 3 et 4, qui sont définis respectivement par :

$$mom_{2,x}(\tau_1) = \mathbb{E} [x(k)x(k + \tau_1)] \quad (2.3)$$

$$mom_{3,x}(\tau_1, \tau_2) = \mathbb{E} [x(k)x(k + \tau_1)x(k + \tau_2)] \quad (2.4)$$

$$mom_{4,x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \mathbb{E} [x(k)x(k + \tau_1)x(k + \tau_2)x(k + \tau_3)] \quad (2.5)$$

Le cumulants d'ordre m d'un processus stationnaire non-Gaussien est donné par :

$$cum_{m,x}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{m-1}) = mom_{m,x}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{m-1}) - mom_{m,G}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{m-1}) \quad (2.6)$$

avec $mom_{m,x}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{m-1})$ représente le moment d'ordre m et $mom_{m,G}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{m-1})$ est le moment d'un signal Gaussien équivalent qui a la même fonction d'autocorrelation que le signal $x(k)$. Ce qui implique que le cumulants d'ordre $m \geq 3$ d'un signal Gaussien est nul :

$$cum_{m,x}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{m-1}) = 0, \forall m \geq 3 \quad (2.7)$$

2.2.2. Invariance par translation

Le statisticien danois Thiele a observé que la variance d'une variable aléatoire [55], à savoir, $Var(X) = \mathbb{E}(X^2) - \mathbb{E}(X)^2$, possède des propriétés remarquables :

- Elle est invariante par translation : $Var(X + c) = Var(X)$ pour toute constante c .
- Si X et Y sont des variables aléatoires indépendantes, alors $Var(X+Y) = Var(X) + Var(Y)$.
- $Var(X)$ est un polynôme dans les moments de la variable aléatoire X .

En effet, les cumulants restent invariants par translation, c'est-à-dire si on a $y = x + c$ où c est déterministe, alors les cumulants de y sont les mêmes que de x pour un ordre supérieur ou égal à 2. Nous déduisons que la translation provoque un déphasage de la première fonction caractéristique, qui implique que les secondes fonctions caractéristiques de y et de x sont liées par :

$$\Psi_y(V) = jR [c^T V] + \Psi_x(V) \quad (2.8)$$

la relation (2.8) montre que la translation n'affecte que le cumulants d'ordre 1, c'est-à-dire la moyenne.

2.2.3. Variables aléatoires indépendantes

Définition 1 : Deux variables aléatoires R_1 et R_2 sont indépendantes, si pour tout $x_1, x_2 \in \mathbb{R}$, de telle sorte que $P(R_2 = x_2) \neq 0$, on a :

$$P(R_1 = x_1 \cap R_2 = x_2) = P(R_1 = x_1) \cdot P(R_2 = x_2) \quad (2.9)$$

Afin de prouver que deux variables aléatoires ne sont pas indépendantes, nous devons présenter une paire de valeurs x_1, x_2 pour lesquelles la condition dans la définition est

violée. D'autre part, ce qui prouve l'indépendance nécessite un argument que la condition dans la définition est valable pour toutes les paires de valeurs x_1, x_2 .

Définition 2 : Variables aléatoires R_1, R_2, \dots, R_n sont mutuellement indépendantes si, pour tout $x_1, x_2, \dots, x_n \in \mathbb{R}$:

$$P\left(\bigcap_{i=1}^n R_i = x_i\right) = \prod_{i=1}^n P(R_i = x_i) \quad (2.10)$$

2.3. Statistiques d'ordre supérieur et densités de probabilité

Les fonctions de densité de probabilité sont utilisées pour décrire la répartition d'une variable aléatoire, à savoir l'ensemble des valeurs d'une variable aléatoire prend les probabilités associées à ces valeurs. Cette description d'une variable aléatoire est indépendante de toute expérience.

Définition 2.1. La Fonction de Densité de Probabilité (FDP) pour une variable aléatoire X est la fonction $f_X : \mathbb{R} \rightarrow [0, 1]$ définie par :

$$f_X(t) = P(X = t) \quad (2.11)$$

Pour une valeur t n'appartient pas à la plage de X , $f_X(t) = 0$, Noter que $\sum_{t \in \mathbb{R}} f_X(t) = 1$

Définition 2.2. La Fonction de Distribution Cumulative (FDC) d'une variable aléatoire X est la fonction $F_X : \mathbb{R} \rightarrow [0, 1]$ définie par :

$$F_X(t) = P(X \leq t) = \sum_{s \leq t} f_X(s) \quad (2.12)$$

Les deux distributions les plus courantes sont la distribution uniforme et la distribution binomiale.

- La distribution uniforme : Soit U une variable aléatoire qui prend les valeurs dans l'intervalle $1, \dots, N$, de telle sorte que chaque valeur est également susceptible. Une telle variable est dite distribuée uniformément si la FDP et la FDC de cette distribution sont successivement :

$$f_X(t) = \frac{1}{N} \quad f_U(t) = \frac{t}{N}, \quad \text{pour } 1 \leq t \leq N \quad (2.13)$$

- La distribution binomiale : Si un événement a une probabilité p de se produire, alors $q = 1 - p$ est la probabilité de ne pas se produire. On dit qu'une telle variable a une loi binomiale. Alors, La FDP de cette distribution est définie par :

$$f_{n,p}(k) = \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k} \quad (2.14)$$

Nous pouvons vérifier que :

$$\sum_{k=0}^n f_{n,p}(k) = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k} = (p + (1-p))^n = 1 \quad (2.15)$$

2.4. Estimation des moments et cumulants

Dans la pratique, le nombre d'échantillons de données disponibles est fini, $x(k)$ avec $k = 1, 2, \dots, N$. Ceux-ci sont supposés être des échantillons réels, de moyenne nulle du processus stationnaire. Dans cette partie, nous nous intéressons aux estimations des moments et des cumulants.

2.4.1. Estimation des moments

Soit $x(k)$ avec ($k = 1, \dots, N$), une variable aléatoire scalaire centrée. L'estimation du moment d'ordre m est donnée par l'expression suivante :

$$\widehat{mom}_{m,x}(\tau_1, \dots, \tau_{m-1}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i)x(i+\tau_1)\dots x(i+\tau_{m-1}) \quad (2.16)$$

Les estimations des moments au second ordre sont données par :

$$\widehat{mom}_{2,x}(\tau_1) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i)x(i+\tau_1) \quad (2.17)$$

de même les estimations du moment d'ordre 3 et 4 sont données respectivement par les équations (2.18) et (2.19) :

$$\widehat{mom}_{3,x}(\tau_1, \tau_2) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i)x(i+\tau_1)x(i+\tau_2) \quad (2.18)$$

$$\widehat{mom}_{4,x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i)x(i+\tau_1)x(i+\tau_2)x(i+\tau_3) \quad (2.19)$$

Ayant la disposition des estimateurs des moments, nous pouvons construire des estimateurs des cumulants, en écrivant les relations générales liant les moments et les cumulants de manière simple [56, 57]. Les cumulants sont liés aux moments par la formule dite de *Leonov et Shiryaev*.

2.4.2. Estimation des cumulants

Les estimations des cumulants d'ordre 2, 3 et 4 en fonction des moments s'obtiennent comme suit :

$$\widehat{cum}_{2,x}(\tau) = \widehat{cum}_2(\tau) = \widehat{mom}_2(\tau) \quad (2.20)$$

$$\widehat{cum}_{3,x}(\tau_1, \tau_2) = \widehat{mom}_3(\tau_1, \tau_2) \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} \widehat{cum}_{4,x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = & \widehat{mom}_4(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - \widehat{mom}_2(\tau_1)\widehat{mom}_2(\tau_2 - \tau_3) \\ & - \widehat{mom}_2(\tau_2)\widehat{mom}_2(\tau_1 - \tau_3) - \widehat{mom}_2(\tau_3)\widehat{mom}_2(\tau_1 - \tau_2) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Une présentation détaillée de la théorie d'estimation des cumulants peut être trouvée dans [43, 45].

2.4.3. Estimation récursive

Les cumulants sont généralement calculés à partir des moments, nous avons donné précédemment les expressions d'estimation des moments d'ordre 2, 3 et 4. Il est possible d'estimer les cumulants sans passer explicitement par l'intermédiaire des moments [4, 58]. Pour le cumulante d'ordre 4 d'une variable aléatoire centrée, nous avons vu que les cumulants du deuxième et du troisième ordre d'un processus stochastique scalaire de moyenne nulle sont égaux aux moments du même ordre. Ainsi, une estimation du cumulante d'ordre quatre basée sur N échantillons du processus $x(k)_{k=1,2,\dots,N}$ est donnée par :

$$\begin{aligned} \widehat{cum}_{4x}^N(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^*(i)x(i+\tau_1)x^*(i+\tau_2)x(i+\tau_3) \\ &\quad - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^*(i)x(i+\tau_1) \right) \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^*(i+\tau_2)x(i+\tau_3) \right) \\ &\quad - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^*(i)x^*(i+\tau_2) \right) \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i+\tau_1)x(i+\tau_3) \right) \\ &\quad - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^*(i)x(i+\tau_3) \right) \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^*(i+\tau_2)x(i+\tau_1) \right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Où d'une autre manière plus simple : avec t représente le temps à l'instant t .

$$\begin{aligned} \widehat{cum}_{4x}^t(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= \widehat{mom}_{4x}^t(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - \widehat{cum}_{2x}^t(\tau_1)\widehat{cum}_{2x}^t(\tau_3 - \tau_2) \\ &\quad - \widehat{cum}_{2x,c}^t(\tau_2)\widehat{cum}_{2x,d}^t(\tau_3 \\ &\quad - \tau_1) - \widehat{cum}_{2x}^t(\tau_3)\widehat{cum}_{2x}^t(\tau_1 - \tau_2) \end{aligned} \quad (2.24)$$

On peut vérifier aisément que la formule suivante permet d'estimer de façon récursive le cumulante d'ordre deux d'un processus stochastique scalaire, stationnaire, centré et à valeurs complexes.

$$\widehat{cum}_{2x}^t(\tau) = \widehat{cum}_{2x}^{t-1}(\tau) + \frac{1}{t} [x^*(t)x(t+\tau) - \widehat{cum}_{2x}^{t-1}(\tau)] \quad (2.25)$$

En utilisant la relation (2.23), Nous pouvons montrer que :

$$\begin{aligned} \widehat{cum}_{4x}^t(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= \widehat{cum}_{4x}^{t-1}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) + \frac{1}{t} [A^t - B^t + C^t - \widehat{cum}_{4x}^{t-1}(\tau_1, \tau_2, \tau_3)] \\ &\quad - \frac{1}{t^2} [A^t - B^t + C^t] \end{aligned} \quad (2.26)$$

Où

$$\begin{aligned} A^t &= \widehat{cum}_{2x}^{t-1}(\tau_1)\widehat{cum}_{2x}^{t-1}(\tau_3 - \tau_2) + \widehat{cum}_{2x,c}^{t-1}(\tau_2)\widehat{cum}_{2x,d}^{t-1}(\tau_3 - \tau_1) \\ &\quad + \widehat{cum}_{2x}^{t-1}(\tau_3)\widehat{cum}_{2x}^{t-1}(\tau_1 - \tau_2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B^t &= cum_{2x}^{t-1}(\tau_1)x^*(t+\tau_2)x(t+\tau_3) + cum_{2x,c}^{t-1}(\tau_2)x(t+\tau_1)x(t+\tau_3) \\ &\quad + cum_{2x}^{t-1}(\tau_3)x^*(t+\tau_2)x(t+\tau_1) + cum_{2x}^{t-1}(\tau_3 - \tau_2)x^*(t)x(t+\tau_1) \\ &\quad + cum_{2x,d}^{t-1}(\tau_3 - \tau_1)x^*(t)x^*(t+\tau_2) + cum_{2x}^{t-1}(\tau_1 - \tau_2)x^*(t)x^*(t+\tau_3) \end{aligned}$$

$$C^t = x^*(t)x(t + \tau_1)x^*(t + \tau_2)x(t + \tau_3)$$

La relation (2.26) est une formule récursive exacte pour estimer le cumulatif d'ordre 4, de moyenne nulle d'un processus stochastique stationnaire à valeurs complexes. Dans cette formule, l'estimation du cumulatif à l'instant t est donnée par la valeur estimée précédente à deux termes de correction proportionnelle à $\frac{1}{t}$ et $\frac{1}{t^2}$ respectivement.

Le terme de correction proportionnelle à $\frac{1}{t^2}$ peut être omis comparativement à celui en $\frac{1}{t}$ quand t tend vers l'infini et A^t , B^t et C^t seront finis. Alors, l'estimation récursive du cumulatif d'ordre 4 est donnée par :

$$[cum_{4x}^t(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = cum_{4x}^{t-1}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) + \frac{1}{t} [A^t - B^t + C^t - cum_{4x}^{t-1}(\tau_1, \tau_2, \tau_3)]] \quad (2.27)$$

Les quantités A^t et B^t sont elles-mêmes obtenues récursivement en utilisant la formule (2.25).

Nous avons tenté de donner un bref aperçu de quelques-unes des idées dernières de l'utilisation des SOS en traitement du signal. La clé de ces idées est le fait que de nombreux signaux dans la vraie vie ne peuvent pas être modélisés de manière adéquate en utilisant les mesures traditionnelles des seconds ordres tels que le spectre de puissance et de la fonction d'autocorrélation. Beaucoup a déjà été accompli, mais il reste encore beaucoup de travail à faire avant que les mesures des SOS deviennent aussi familières et compréhensibles que leurs homologues de second ordre.

3. Méthodes à noyaux

Cette section est une introduction sur les méthodes à noyaux. Nous discutons les concepts mathématiques d'un Espace d'Hilbert à Noyau Reproduisant (EHNR), la cartographie non-linéaire des données dans l'espace des fonctions du noyau associé et la régularisation. Nous illustrons également les concepts introduits avec les noyaux de base qui seront au cœur de nombreuses techniques proposées dans cette thèse.

Les phénomènes non-linéaires sont rencontrés dans de nombreux problèmes d'ingénierie. Les techniques traditionnelles de traitement du signal sont linéaires, ce qui les rend incapables d'extraire les modèles non-linéaires complexes, qui peuvent se trouver dans les données disponibles dans de tels scénarios. Par conséquent, les problèmes concernant l'analyse non-linéaire des données ont traditionnellement été abordé par les filtres [59], qui fournissent des extensions simples de nombreuses méthodes linéaires, ou par des approches de réseaux de neurones [60], qui sont capables d'apprendre des relations non linéaires.

Les méthodes à noyaux sont largement déployées dans les systèmes d'apprentissage automatique. Elles tentent de trouver des fonctions de décision non-linéaires, tout en se basant essentiellement sur les méthodes linéaires. Les noyaux définis positifs sont définis implicitement par un produit scalaire dans l'espace d'Hilbert où les techniques de grande dimension sont utilisées pour l'apprentissage et l'estimation. Dans l'espace d'Hilbert, il n'est pas nécessaire de manipuler explicitement les méthodes linéaires car elles peuvent être mises en œuvre pour y trouver des régularités linéaires correspondantes à des régularités non-linéaires dans l'espace d'origine.

La définition de l'apprentissage s'applique à une large classe de systèmes d'apprentissage automatique. En général, l'apprentissage automatique concerne des processus

d'apprentissage qui ne sont pas fondés sur un ensemble des règles prédéfinies, mais elle prend les relations de la donnée elle-même. Il existe de nombreux types d'apprentissage :

- L'apprentissage supervisé, dans lequel les réponses souhaitées pour toutes les données d'apprentissage sont données.
- L'apprentissage non supervisé (ou aveugle), dans lequel un ensemble de données est fourni sans les réponses désirées.
- L'apprentissage par renforcement, dont le but est d'apprendre, à partir d'expériences, ce qu'il convient de faire en différentes situations, de façon à optimiser une récompense quantitative au cours du temps.

Deux concepts importants à noter lors de la conception d'une machine d'apprentissage sont : la capacité et la généralisation [61]. La capacité d'une machine d'apprentissage se réfère à la capacité de cette machine à représenter des fonctions complexes et hautement non linéaires. La capacité de généralisation permet à une machine d'apprentissage de généraliser au-delà des données d'apprentissage à de nouvelles données invisibles. De toute évidence, il existe un compromis entre la capacité et la capacité de généralisation d'une machine d'apprentissage, car une capacité élevée permettra de représenter très fidèlement les motifs dans les données d'apprentissage, mais elle ne sera généralement pas généralisée aux nouvelles données.

Contrairement aux techniques linéaires, qui offrent typiquement des formulations élégantes et des algorithmes efficaces, l'apprentissage automatique des systèmes non-linéaires tels que les réseaux de neurones nécessitent plus de calculs et impliquent souvent des problèmes d'optimisation non-linéaire. Une alternative intéressante est offerte par les méthodes à noyaux [62]. Les méthodes à noyaux sont des techniques d'apprentissage automatique puissantes qui présentent une architecture moins complexe et offrent une approche simple pour transformer les problèmes non-linéaires aux problèmes d'optimisation convexe. Les tâches d'analyse communes dans l'apprentissage basé sur le noyau comprennent la classification, la régression et le regroupement. Dans cette thèse, nous allons nous concentrer sur l'application des méthodes à noyaux à deux problèmes fondamentaux en traitement du signal : l'identification des systèmes à phase minimale et non minimale et l'égalisation du système identifié.

3.1. Noyaux et caractéristiques des espaces

Nous commençons par introduire quelques définitions et propriétés nécessaires à la compréhension de ces méthodes. Les détails des propriétés sont disponibles dans des ouvrages plus spécialisés que nous citons[63].

3.1.1. Définition de base

Définition 2.3. (*Noyau défini positif*) : Un noyau est une fonction symétrique continue $K : \mathcal{X} \times \mathcal{X} \rightarrow \mathbb{R}$ qui opère sur les données dans un espace entrée \mathcal{X} . Un noyau est appelé défini positif si, pour chaque point de données d'entrée $\{\mathbf{x}_i\}_{i=1}^N \in \mathcal{X}$, satisfait à la condition suivante :

$$\sum_{i,j=1}^N \alpha_i \alpha_j K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \geq 0, \quad \forall \alpha_i \in \mathbb{R} \quad (2.28)$$

Un certain nombre de noyaux communs, tel que le noyau Gaussien $K(\mathbf{x}, \mathbf{x}') = \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x}-\mathbf{x}'\|^2}{2\sigma^2}\right)$ est le plus utilisé.

Définition 2.4. (*Matrice du noyau*) : Pour un ensemble donné de points de données N $\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_N$, La matrice \mathbf{K} d'ordre $N \times N$ avec les éléments $\mathbf{K}_{i,j} = K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$ s'appelle la matrice du noyau (matrice de Gram) K par rapport aux données, pour $i, j = 1, \dots, N$.

Une matrice de noyau défini positif est obtenue en construisant une matrice de noyau au moyen d'un noyau défini positif.

Définition 2.5. (*Matrice définie positive*) : Une matrice à valeurs réelles carrée \mathbf{K} satisfaisant :

$$\sum_{i,j=1}^N \alpha_i \alpha_j \mathbf{K}_{ij} \geq 0, \forall \alpha_i \in \mathbb{R} \quad (2.29)$$

est appelée une matrice définie positive.

Cette condition exige que $\alpha^\top \mathbf{K} \alpha \geq 0, \forall \alpha \in \mathbb{R}^N$. Pour la matrice du noyau, cela se traduit dans l'ensemble de ses valeurs propres étant non négatives.

3.1.2. Espace d'Hilbert à Noyau Reproductif (EHNR)

On peut montrer qu'un espace des fonctions peut être associé à un noyau défini positif de telle sorte que le noyau est un produit scalaire dans cet espace des fonctions. Avec le but de construire un tel espace des fonctions, nous commençons par définir la cartographie de fonction à partir de \mathcal{X} dans l'espace des fonctions \mathcal{H} , pour un noyau défini positif K .

$$\begin{aligned} \phi & : \mathcal{X} \rightarrow \mathcal{H} \\ \mathbf{x} & \rightarrow K(\mathbf{x}, \cdot) \end{aligned} \quad (2.30)$$

La fonction $\phi(\mathbf{x})(\cdot)$ affecte la valeur $K(\mathbf{x}, \mathbf{x}')$ au point d'entrée \mathbf{x}' . En interprétant la fonction du noyau comme une fonction de similarité, cette cartographie représente chaque point d'entrée \mathbf{x} par sa similarité $K(\mathbf{x}, \cdot)$ à tous les autres points sur le domaine \mathcal{X} . Afin de construire un espace de caractéristiques associé à ϕ , l'image de ϕ doit être transformée en un espace vectoriel et dotée d'un produit scalaire [62]. Un espace vectoriel peut être défini en prenant des combinaisons linéaires de la forme

$$f(\cdot) = \sum_{i=1}^m \alpha_i K(\mathbf{x}_i, \cdot) \quad (2.31)$$

où m , α_i et x_i sont choisies de manière arbitraire, et $i = 1, \dots, m$. Le produit scalaire entre f et une autre fonction $g(\cdot) = \sum_{j=1}^{m'} \beta_j K(\mathbf{x}'_j, \cdot)$ dans cet espace est défini comme suit :

$$\langle f, g \rangle := \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{m'} \alpha_i \beta_j K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}'_j) \quad (2.32)$$

Une propriété intéressante qui découle directement de la définition de ϕ est que toutes les fonctions de la forme (2.31) satisfont

$$\langle K(\mathbf{x}, \cdot), f \rangle = f(\mathbf{x}) \quad (2.33)$$

En d'autres termes, K est la représentation de l'évaluation de f . En particulier, les K du noyau possèdent la propriété de reproduction [63] :

$$\langle K(x, \cdot), K(x', \cdot) \rangle = K(x, x') \quad (2.34)$$

Par conséquent, les noyaux définis positifs sont également appelés noyaux reproduisants.

La description précédente montre que tout noyau défini positif a un espace de caractéristique associée où il peut être considéré comme un produit scalaire,

$$K(x, x') = \langle \phi(x), \phi(x') \rangle \quad (2.35)$$

Toutefois, notez que cette cartographie ne définit qu'un seul moyen possible pour construire un espace des fonctions, et nous allons discuter plus tard un autre, mappage des fonctions, qui mène à un autre espace des fonctions.

— L'astuce du noyau

Jusqu'à ce point nous avons montré comment une carte de fonction peut être construite à partir d'un noyau. Fait intéressant, l'inverse est vrai aussi. Pour chaque application de ϕ de l'espace d'entrée \mathcal{X} à un espace de produit scalaire, un noyau défini positif est obtenu à partir de l'équation (2.35) (voir la preuve [62]). Cette dualité entre les noyaux définis positifs et des espaces des fonctions donne la naissance de la propriété appelée le “*truc du noyau*” (kernel trick) : “*Étant donné un algorithme qui est formulé en termes d'un noyau défini positif K , on peut construire un autre algorithme en remplaçant le noyau K par un autre noyau K' défini positif*”.

— L'espace d'Hilbert à noyau reproduisant

En remplissant les espaces des produits scalaires préalablement définis avec une norme correspondante $\|f\| := \sqrt{\langle f, f \rangle}$, on peut les transformer en espace d'Hilbert qui a des propriétés mathématiques intéressantes. Précisément, un espace d'Hilbert \mathcal{H} est un espace de produit scalaire qui est complète dans le sens de Cauchy, c'est à dire un espace dans lequel toute suite de Cauchy $x^{(k)}$ converge nécessairement vers un unique $x \in \mathcal{H}$. En introduisant le concept de noyau reproduisant, on obtient la famille d'espaces suivante :

Définition 2.6. :*Soit \mathcal{X} un ensemble non vide et \mathcal{H} un espace d'Hilbert de fonctions $f : \mathcal{X} \rightarrow \mathbb{R}$. \mathcal{H} est appelé espace d'Hilbert à noyau reproduisant (EHNR) muni du produit scalaire $\langle \cdot, \cdot \rangle$ et la norme $\|f\| := \sqrt{\langle f, f \rangle}$ s'il existe une fonction $K : \mathcal{X} \times \mathcal{X} \rightarrow \mathbb{R}$ avec les propriétés suivantes :*

— K a la propriété de reproduction :

$$\langle f, K(x, \cdot) \rangle = f(x), \quad \forall f \in \mathcal{H}, \quad \forall x \in \mathcal{X}$$

Et en particulier

$$\langle K(x, \cdot), K(x', \cdot) \rangle = K(x, x')$$

— K couvre \mathcal{H} , i.e. $f \in \mathcal{H}$ peut être s'écrite comme suit :

$$f(\cdot) = \sum_{i=1}^m \alpha_i K(x_i, \cdot) \quad (2.36)$$

Selon cette définition, le EHNR \mathcal{H} détermine de façon unique un K du noyau. Cependant, l'inverse n'est pas vrai. On représente à la figure 2.1 l'espace des données \mathcal{X} et l'espace \mathcal{H} induit par le noyau reproduisant K .

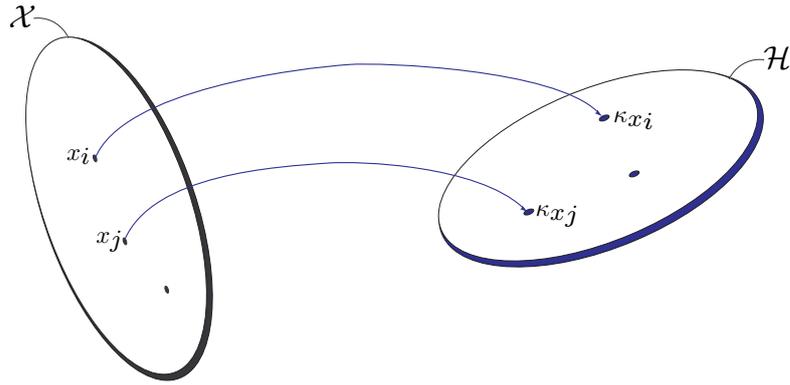


FIGURE 2.1 – Espace des données \mathcal{X} et espace \mathcal{H} induit par le noyau reproduisant K .

3.1.3. Théorème de Mercer

Dans cette section, nous allons décrire une procédure fondée sur le théorème de Mercer pour obtenir un espace d'Hilbert spécifique associé à un noyau donné K . C'est l'un des résultats mathématiques fondamentaux [64]. Soit \mathcal{X} un sous-ensemble fermé de \mathbb{R}^n , $n \in \mathbb{N}$, μ une mesure de Borel sur \mathcal{X} , et $K : \mathcal{X} \times \mathcal{X} \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction symétrique satisfaisant : pour tout ensemble fini de points $x_i,_{i=1}^N$ en \mathcal{X} et en nombres réels $\{\alpha_i\}_{i=1}^N$

$$\sum_{i,j=1}^N \alpha_i \alpha_j K(x_i, x_j) \geq 0 \quad (2.37)$$

K est dit être un noyau définie positive sur \mathcal{X} . En outre, nous supposons :

$$\int_{\mathcal{X}} \int_{\mathcal{X}} K(x, x') d\mu(x) d\mu(x') < \infty \quad (2.38)$$

Considérons l'opérateur intégral induit $L_K : L_{\mu}^2(\mathcal{X}) \rightarrow L_{\mu}^2(\mathcal{X})$ défini par :

$$L_K f(x) = \int_{\mathcal{X}} K(x, x') f(x') d\mu(x') \quad (2.39)$$

$L_K f(x)$ est un auto-adjoint, positif, opérateur compact avec un système dénombrable de valeurs propres non négatives $\{\lambda_i\}_{i=1}^{\infty}$ satisfaisant $\sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i^2 < \infty$. L_K est dit être Hilbert-Schmidt et les fonctions propres L_{μ}^2 normalisées correspondant $\{\phi_i\}_{i=1}^{\infty}$ forment une base orthonormale de L_{μ}^2 . Nous rappelons que la mesure de Borel μ sur \mathcal{X} est dite être strictement positive si la mesure de toute partie ouverte non vide de \mathcal{X} est positive.

Théorème 2.1. (Mercer) : Soit $\mathcal{X} \subset \mathbb{R}^n$ est fermée et μ est une mesure de Borel sur \mathcal{X} , K une fonction continue sur $\mathcal{X} \times \mathcal{X}$ satisfaisant (2.37) et (2.38). Alors :

$$K(x, x') = \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_i \phi_i(x) \phi_i(x') \quad (2.40)$$

où la série absolument convergente pour chaque couple $(x, x') \in \mathcal{X} \times \mathcal{X}$ et uniformément sur chaque sous-ensemble compact de \mathcal{X} .

Théorème de Mercer détient toujours si \mathcal{X} est un ensemble fini x_i , tels $\mathcal{X} = \{-1, 1\}^n$, K défini positif point par point et $\mu(x_i) > 0$ pour chaque i .

La formulation du théorème de représentation pour différents types de fonctions coûts est principalement annoncée par [65] comme suit :

Théorème 2.2. (*Théorème de Représentation*) : Soient \mathcal{X} un Ensemble, K un noyau défini positif sur $\mathcal{X} \times \mathcal{X}$, un ensemble d'apprentissage donné $A_n = (x_1, y_1), \dots, (x_N, y_N)$ avec $x_i \in \mathcal{X}$ l'ensemble des données et $y_i \in \mathcal{C}$ l'ensemble des sorties désirées, une fonction coût arbitraire $L : (\mathbb{R} \times \mathbb{R})^N \rightarrow \mathbb{R}$ et une fonction $\omega(\cdot)$ monotone croissante sur \mathbb{R}_+ . Toute fonction $f \in \mathcal{H}$ minimisant la fonctionnelle de risque régularisée

$$\min_{f \in \mathcal{H}} J(f) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N L(x_i, y_i, f(x_i)) + \Omega(\|f\|_{\mathcal{H}}) \quad (2.41)$$

peut s'écrire sous la forme d'une extension du noyau des points d'entrée.

$$f(\cdot) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \alpha_i K(x_i, \cdot) \quad (2.42)$$

Dans la pratique, la plupart du temps, nous allons utiliser une ponctuelle moyenne fonction de perte carrée L pour laquelle le problème de minimisation (2.41) se lit comme suit :

$$\min_{f \in \mathcal{H}} J(f) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (f(x_i) - y_i)^2 + \Omega(\|f\|_{\mathcal{H}}) \quad (2.43)$$

L'importance de ce théorème réside dans l'existence d'une solution unique à une fonctionnelle de coût régularisée, celle-ci pouvant s'exprimer comme un développement en série fini de fonctions noyau. La minimisation de cette fonction coût (2.41) se ramène à un problème d'optimisation à n dimensions, celui de la détermination des coefficients optimaux $\alpha_1, \dots, \alpha_N \in \mathbb{C}$.

3.1.4. Fonctions du noyau

Dans cette section, nous listons quelques fonctions du noyau couramment utilisées. Notez qu'une fonction du noyau représente un produit scalaire dans un espace de fonction, mais il n'est pas nécessaire que des données d'entrée soient sous forme d'un vecteur.

— **Noyau linéaire** : Comme un cas particulier du noyau polynôme d'ordre 1, le noyau linéaire est défini par :

$$K(x, x') = \langle x, x' \rangle = x^\top x' \quad (2.44)$$

— **Noyau polynomial** : Le noyau polynomial d'ordre p est obtenu par :

$$K(x, x') = (\langle x, x' \rangle + c)^p \quad (2.45)$$

où c est une constante non négative, habituellement égale à 1.

— **Noyau Gaussien** : est une fonction noyau couramment utilisée dans l'Estimation de Densité du Noyau (EDN). Il est calculé comme suit :

$$K(x, x') = \exp\left(-\frac{\|x - x'\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.46)$$

où σ est la largeur du noyau.

— **Noyau exponentiel :**

$$K(x, x') = \exp\left(-\frac{\|x - x'\|}{\sigma}\right) \quad (2.47)$$

— **Noyau sigmoïdal :** Ce noyau sigmoïde découle de la théorie des réseaux de neurones. Il est obtenu sous la forme :

$$K(x, x') = \tanh(a \langle x, x' \rangle + b) \quad (2.48)$$

où $a, b \in \mathbb{R}$ sont des constantes appropriées. Notez que ce noyau n'est pas défini positif.

3.2. Regularisation

Bien que l'utilisation d'un espace d'Hilbert de dimension élevée fournisse des méthodes de noyau avec un très haut degré de flexibilité dans la résolution de problèmes de minimisation, il est de la même flexibilité qui provoque facilement la solution à sur-ajustement aux données d'apprentissage. Plus précisément, si une fonction du noyau est suffisamment utilisée et pas de précautions qui sont prises, la solution peut avoir assez de complexité pour adapter parfaitement l'ensemble de données d'apprentissage alors qu'il ne sera pas bien généralisée à de nouvelles données. En outre, cela peut aussi conduire à des instabilités numériques [66].

Afin d'éviter ce sur-ajustement, la solution doit être régularisée, ce qui est couramment obtenu en limitant sa complexité. Dans la régression, par exemple, cela peut être interprété comme lissage de la représentation fonctionnelle obtenue. Dans cette section, nous discutons trois techniques de base pour dresser le sur-ajustement.

3.2.1. Regularisation L_2

La forme la plus commune de la régularisation est donnée dans le théorème de Représentation (2.41), qui comporte une fonction de régularisation Ω . Le choix populaire de régularisation est de choisir Ω telle qu'elle pénalise les grands coefficients d'expansion α_i , par exemple en pénalisant la norme L_2 de la solution en :

$$\Omega[f] = \sum_{i=1}^N \alpha_i^2 = \|\alpha\|^2 \quad (2.49)$$

Ce type de régularisation est connu par la régression Ridge ou la régression quadratique, et a été introduit par *Tikhonov* [67]. Dans l'espace fonctionnel, le problème de minimisation entier peut être écrit comme :

$$\min_{\hat{h}} J(\hat{h}) = \left\| y - \hat{X}\hat{h} \right\|^2 + c\hat{h}^\top \hat{h} \quad (2.50)$$

En introduisant la matrice du noyau $K = \hat{X}\hat{X}^\top$ et en tenant compte que $\hat{h} = \hat{X}^\top \alpha$, alors la solution est :

$$\alpha = (K + cI)^{-1}y \quad (2.51)$$

Avec I est la matrice identité et y la sortie du système.

3.2.2. Sparsification

Une seconde technique pour réduire la complexité de limitation est basée sur la représentation fonctionnelle de la solution. Selon le théorème du représentation, la solution peut être présentée comme une expansion de tous les points d'entrée transformés. La sparsification consiste à rejeter des points d'entrée moins pertinents à partir de cette expansion. Pour l'amélioration de l'efficacité du calcul, il est aussi connu qu'un modèle rare donne généralement une meilleure capacité de généralisation [61, 68, 69].

Afin de sélectionner un sous-ensemble compact des points de données d'apprentissage, différentes approches ont été proposées [68, 69, 70, 71]. L'idée générale de ces méthodes consiste à construire un dictionnaire des points d'intérêts, pour lequel l'expansion du noyau et la matrice du noyau sera construite. Dans la plupart des cas, le dictionnaire peut être maintenu raisonnablement petit. Puisque ces méthodes sont étroitement liées à la construction de réseaux dans les paramètres de problèmes en ligne (qui traitent avec les méthodes du noyau en ligne).

3.2.3. Approximation de rang bas

Du point de vue de l'espace fonctionnel, les méthodes de sparsification précédentes construisent un sous-espace engendré par les points transformés du dictionnaire. En contraignant la solution à trouver dans ce sous-espace, fondamentalement, elles limitent la complexité de la solution. Une manière différente d'obtention d'un tel sous-espace directement en construisant une faible approximation de rang des données transformées, par exemple en appliquant ACP (Analyse en Composantes Principales) en espace fonctionnel [72]. Cela consiste à décomposer la matrice de noyau en :

$$\mathbf{K} = \mathbf{U}\mathbf{M}\mathbf{U}^\top \quad (2.52)$$

où $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{m \times m}$ est une matrice diagonale contenant les principales valeurs propres m et $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{N \times m}$ contient les vecteurs propres correspondants. Dans la pratique, il existe plusieurs techniques qui sont capables de calculer cette décomposition efficace, même pour les grands ensembles de données, comme on le verra dans la section suivante.

3.3. Choix de la fonction de noyau

La question qui se pose dans chaque méthode à noyaux est : quel est le noyau qu'on doit utiliser ? D'une manière parfaite, le noyau devrait refléter autant des connaissances préalables sur le problème que possible. Les noyaux ne sont que des mesures de similarité entre les points de données, le choix d'un noyau est souvent souligné par la nature du problème. Par exemple, si la densité de données est importante, le noyau Gaussien sera un bon point de départ.

3.3.1. Conception du noyau

La conception des noyaux est un sujet très actif dans la communauté de l'apprentissage automatique, ce qui a conduit à un grand nombre de techniques pour construire des noyaux définis positifs, ou même les apprendre. La construction de noyaux définis positifs peut être aussi simple que la combinaison de plusieurs différents noyaux définis positifs tels que les noyaux de combinaison linéaire à coefficients positifs ou nuls, et le produit de deux noyaux. Pour avoir un aperçu des méthodes de conception du noyau, nous nous donnons la référence [62]. Plus récemment, le concept des hyper-noyaux a

été introduit par les auteurs [73, 74] qui définissent un RKHS (en anglais *Reproducing Kernel Hilbert Space*) sur l'espace des noyaux afin d'apprendre une fonction appropriée du noyau.

3.3.2. Paramètres du noyau

Un certain nombre de techniques ont été proposées pour sélectionner automatiquement le paramètre du noyau, y compris les règles générales ainsi que des approches théoriquement plus fondées. Des approches communes comprennent la validation croisée et la règle de *Silverman* pour le noyau Gaussien [66, 75] :

$$\sigma = 0,9SN^{-1/2} \quad (2.53)$$

où N est le nombre de points de données et $S = \min\left(d, \frac{q_3 - q_1}{1,34}\right)$ est le minimum de la déviation empirique standard d des données et l'intervalle interquartile de données à l'échelle de 1,34.

4. Conclusion

Dans ce chapitre 2, nous avons exposé une présentation rapide des statistiques d'ordre supérieur et leurs propriétés utilisées dans la suite du manuscrit. Nous avons présenté également les notions de base des moments et des cumulants ainsi que les relations liant les cumulants aux moments. Ensuite, nous avons abordé l'estimation des moments et des cumulants.

Nous avons fourni le contexte théorique pour les méthodes à noyaux et nous avons établi un certain nombre de concepts associés, tels que la régularisation, les questions de mise en œuvre et la conception du noyau lui-même. Les exemples fournis dans la section 3. de ce chapitre seront utilisés comme blocs de construction dans le chapitre 4, afin de construire des algorithmes plus élaborés.

Dans le chapitre 3, nous allons élaborer des algorithmes d'estimation des réponses impulsionnelles des canaux de communications en exploitant les bases théoriques explorées dans la section 2. de ce chapitre.

Chapitre 3

Méthodes d'identification des canaux de transmission en utilisant les SOS et les méthodes adaptatives

1. Introduction

Dans ce chapitre, Nous présentons quelques méthodes d'identification aveugle basées sur les statistiques d'ordre élevé pour des systèmes linéaires à phase minimale et non minimale. L'identification des canaux repose sur des techniques de traitement du signal permettant d'estimer les coefficients h_i de la réponse impulsionnelle des canaux.

Pour cela, nous commençons par donner la position du problème, l'avantage de l'identification aveugle et les différentes conditions qui seront prises durant la modélisation du canal. Ensuite, nous citons quelques algorithmes d'identification aveugle basés sur les statistiques d'ordre supérieur qui ont plus performants que les méthodes basées sur la fonction d'autocorrélation ou les statistiques d'ordre 2 [76, 77, 78].

Ces algorithmes sont classés en deux classes : la première est basée sur les cumulants d'ordre 3 et la deuxième sur les cumulants d'ordre 4. Ces algorithmes seront décrits en détails dans les sections suivantes. À la fin, nous comparons l'ensemble des algorithmes avec des méthodes adaptatives.

2. Position du problème

La communication dans tous les systèmes repose sur la transmission des signaux via des canaux inconnus. Ces derniers ne sont pas forcément disponibles, et nous sommes obligés d'estimer d'abord leurs ordres pour les utiliser ensuite dans des applications de traitement du signal (identification, égalisation, estimation du nombre de sources, estimation de la direction d'arrivée, élimination des interférences...).

En statistique, le choix de l'ordre d'un modèle est un problème fréquent. En effet, lorsque le modèle est fixé, la théorie de l'information fournit un cadre fine pour la mise en œuvre d'estimateurs performants. Mais dans beaucoup de situations, la connaissance des données ne permet pas de déterminer un ordre unique. C'est pourquoi depuis la fin des années 70, plusieurs méthodes pour la sélection de l'ordre des modèles à partir des données ont été développées [79, 80, 81, 82, 83].

Nous allons décrire, dans ce paragraphe, le modèle qui sera utilisé dans l'élaboration d'un système de communication. Le modèle est à Réponse Impulsionnelle Finie (RIF) à

une entrée et une sortie (SISO), causal, discret, invariant dans le temps et stationnaire. Le modèle est dit à phase minimale si tous les zéros du système discret se trouvent à l'intérieur du cercle unitaire. Et si certains des zéros sont à l'intérieur du cercle unité tandis que d'autres se situent à l'extérieur du cercle unité du système, le système est dit à phase non minimale (à phase mixte), en anglais *Non-Minimum Phase*. Le système est dit à phase maximale (en anglais *Maximum Phase : MXP*) si tous les zéros sont à l'extérieur du cercle unité.

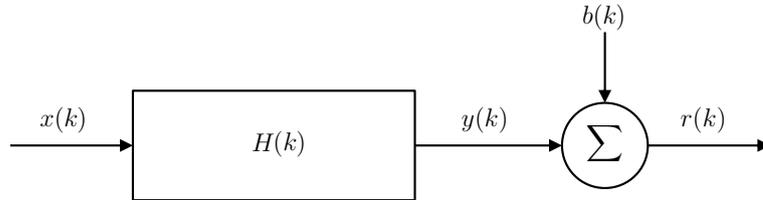


FIGURE 3.1 – Modèle du canal

$x(k)$ est le symbole émis par la source à l'instant k . Nous considérons un canal H d'ordre P et une sortie $y(k)$ d'un système linéaire stationnaire, dans le domaine temporel, est une convolution entre la réponse impulsionnelle $H(k)$ et le stimulus (entrée) du système $x(k)$. Si le nombre d'échantillons de cette réponse est fini, le système est dit à RIF et se décrit par :

$$\begin{aligned} y(k) &= H(k) * x(k) \\ &= \sum_{i=0}^P H(i)x(k-i) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Le signal reçu est une version bruitée du signal émis par le filtre numérique $H(k)$ qui représente le canal. La séquence reçue est une observation qui s'exprime comme suit :

$$r(k) = y(k) + b(k) \quad (3.2)$$

2.1. Hypothèses

Pour simplifier l'élaboration et le développement des algorithmes nous supposons que :

- L'entrée $x(k)$ est centrée, non observable, non gaussienne, stationnaire indépendante et identiquement distribuée (i.i.d) ;
- Le système est causal et tronqué, c.-à-d. que $h(i) = 0$ pour $i < 0$ et $i > P$;
- Le bruit additif $b(k)$ est gaussien et indépendant de l'entrée $x(k)$ et de la sortie $r(k)$;
- L'ordre P du modèle qui représente la longueur de la réponse impulsionnelle est supposé connu avec $h(0) = 1$.

2.2. Relations fondamentales

Nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux principales relations pour l'identification aveugle en utilisant les statistiques d'ordre supérieur. Les processus aléatoires observés à la sortie d'un système linéaire transmet des informations sur les paramètres

du système. Les statistiques d'ordre supérieur ont la capacité de préserver l'amplitude du système et sa phase. La récupération de ces coefficients du système à partir des signaux reçus est donc possible en raison des relations existantes entre les cumulants et les paramètres du système. En particulier, Brillinger et Rosenblatt [84] ont établi le lien entre les cumulants d'ordre élevé et les coefficients d'un filtre linéaire. Dans ce paragraphe qui suit 2.3., nous dérivons la relation de Brillinger et Rosenblatt sous forme d'une approche simplifiée, pour le cas d'un système à une seule entrée unique-sortie (SISO). Il sera alors possible de citer d'autres travaux qui font partie de l'expansion de la relation Brillinger et Rosenblatt.

2.3. Relation 1 : Brillinger et Rosenblatt

Les cumulants de la sortie sont liés aux coefficients d'un système linéaire par la relation suivante [84] :

$$C_{my}(\tau_1, \dots, \tau_{m-1}) = \gamma_{mx} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)h(i + \tau_1)\dots h(i + \tau_{m-1}) \quad (3.3)$$

Où γ_{mx} représente le cumulant d'ordre m du signal d'entrée $s(k)$ à l'origine.

Cette relation présente une innovation dans plusieurs travaux de recherches [45, 85, 86, 87].

2.4. Relation 2 : Favier et al

Pour le modèle décrit par l'équation (3.1) avec les hypothèses supposées, il est possible de trouver une relation liant deux cumulants d'ordres différents. De l'équation (3.3), les $m^{\text{ième}}$ et $n^{\text{ième}}$ cumulants du signal de sortie $y(k)$ sont liés aux coefficients $h(i)$ par la relation suivante [88, 89] :

$$\begin{aligned} & \sum_{j=0}^P h(j)C_{ny}(j + \tau_1, \dots, j + \tau_{m-1}, \dots, \tau_{n-1}) \\ &= \frac{\gamma_{nx}}{\gamma_{mx}} \sum_{i=0}^P h(i) \left[\prod_{k=m}^{n-1} h(i + \tau_k) \right] C_{my}(i + \tau_1, \dots, i + \tau_{m-1}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

tel que $n > m$ et $(n, m) \in \mathbb{N}^* - 1$

2.5. Relation 3 : Stogioglou et McLaughlin

Dans [90], les auteurs ont développés une relation entre les différentes parties des cumulants de même ordre m de la sortie du modèle d'une réponse impulsionnelle $h(k)$:

$$\begin{aligned} & \sum_{j=0}^P h(j) \left[\prod_{l=1}^r h(j + \tau_l) \right] C_{m,y}(\beta_1, \dots, \beta_r, j + \alpha_1, \dots, j + \alpha_{m-r-1}) \\ &= \sum_{i=0}^P h(i) \left[\prod_{l=1}^r h(i + \beta_l) \right] C_{m,y}(\alpha_1, \dots, \alpha_r, i + \alpha_1, \dots, i + \alpha_{m-r-1}) \end{aligned} \quad (3.5)$$

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

2.6. Relation 4 : Abederrahim et al

Les auteurs de l'article [87] ont présenté dans l'équation (3.6) une relation où ils ont relié les cumulants d'ordre n et m de la sortie du système FIR.

$$\begin{aligned} & \sum_{i=0}^P h(i) \left[\prod_{l=1}^{m-g-1} h(i + \tau_l) \right] C_{n,y}(\beta_1, \dots, \beta_{n-g-1}, i + \alpha_1, \dots, i + \alpha_g) \\ &= \rho \sum_{j=0}^P h(j) \left[\prod_{l=1}^{n-g-1} h(j + \beta_l) \right] C_{m,y}(\tau_1, \dots, \tau_{m-g-1}, j + \alpha_1, \dots, j + \alpha_g) \end{aligned} \quad (3.6)$$

avec $\rho = \left\{ \frac{\gamma_{nx}}{\gamma_{mx}} \right\}$ et g est un nombre entier arbitraire satisfaisant : $1 \leq g \leq \min(m, n)$

3. Méthodes d'identification aveugle basées sur les SOS

3.1. Algorithme du cumulante de 3^{ème} ordre : Algo1

Dans l'équation (3.3). Si $m = 3$, nous obtenons le cumulante d'ordre 3 comme suit :

$$C_{3y}(\tau_1, \tau_2) = \gamma_{3x} \sum_{i=0}^P h(i)h(i + \tau_1)h(i + \tau_2) \quad (3.7)$$

de la même manière si $m = 2$, l'équation (3.3) devient :

$$C_{2y}(\tau_1) = \gamma_{2x} \sum_{i=0}^P h(i)h(i + \tau_1) \quad (3.8)$$

La transformée de Fourier des equations (3.7) et (3.8) donne, respectivement, le bispectre et le spectre :

$$S_{3y}(\omega_1, \omega_2) = \gamma_{3x} H(\omega_1)H(\omega_2)H(-\omega_1 - \omega_2) \quad (3.9)$$

$$S_{2y}(\omega) = \sigma^2 H(\omega)H(-\omega) \quad (3.10)$$

Si $\omega = (\omega_1 + \omega_2)$, l'équation (3.10) devient :

$$S_{2y}(\omega_1 + \omega_2) = \sigma^2 H(\omega_1 + \omega_2)H(-\omega_1 - \omega_2) \quad (3.11)$$

Alors, à partir des équations (3.9) et (3.11) nous obtenons :

$$H(\omega_1 + \omega_2)S_{3y}(\omega_1 + \omega_2) = \varepsilon H(\omega_1)H(\omega_2)S_{2y}(\omega_1 + \omega_2) \quad (3.12)$$

où $\varepsilon = \left(\frac{\gamma_{3x}}{\sigma^2} \right)$.

La transformée de Fourier inverse de l'équation (3.12) démontre que le cumulante d'ordre 3, la fonction d'auto-corrélation (FAC) et les paramètres de la réponse impulsionnelle du canal sont combinés par l'équation suivante :

$$\sum_{i=0}^P h(i)C_{3y}(\tau_1 - i, \tau_2 - i) = \varepsilon \sum_{i=0}^P h(i)h(i + \tau_2 - \tau_1)C_{2y}(\tau_1 - i) \quad (3.13)$$

Si nous utilisons la propriété de la FAC du processus stationnaire, nous avons $C_{2y}(t) \neq 0$ pour $(-p \leq t \leq p)$ et $C_{2y}(t) = 0$ ailleurs. En outre, si on prend $\tau_1 = -p$, l'équation (3.13) donne :

$$\sum_{i=0}^P h(i)C_{3y}(-p-i, \tau_2-i) = \varepsilon h(0)h(\tau_2+p)C_{2y}(-p) \quad (3.14)$$

d'autre part, si on suppose que $\tau_2 = -p$, l'équation (3.14) devient :

$$C_{3y}(-p, -p) = \varepsilon h(0)C_{2y}(-p) \quad (3.15)$$

En utilisant les équations (3.14) et (3.15) on obtient la relation suivante :

$$\sum_{i=0}^P h(i)C_{3y}(p-i, \tau_2-i) = \alpha h(\tau_2+p) \quad (3.16)$$

d'autre, si on suppose que le système est causal, à savoir $h(i) = 0$ pour $i < 0$. Donc, pour $\tau_2 = -p, \dots, 0$ le système de l'équation (3.16) peut être écrit sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} C_{3y}(-p-1, -p-1) & \cdots & C_{3y}(-2p, -2p) \\ C_{3y}(-p-1, -p) - \alpha & \cdots & C_{3y}(-2p, -2p+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{3y}(-p-1, 1) & \cdots & C_{3y}(-2p, -p) - \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h(1) \\ h(2) \\ \vdots \\ h(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -C_{3y}(-p, -p+1) \\ \vdots \\ -C_{3y}(-p, 0) \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Où $\alpha = C_{3y}(-p, -p)$.

L'équation ci-dessus (3.17) peut être écrite de façon compacte :

$$Mh_p = d_1 \quad (3.18)$$

où M est la matrice d'ordre $(p+1) \times (p)$ des éléments, h_p est un vecteur colonne formé par les paramètres de la réponse impulsionnelle inconnue $h(n) : n = 1, \dots, p$ et d_1 est un vecteur colonne de taille $(p+1) \times (1)$ comme indiqué dans l'équation (3.17). La solution au sens des moindres carrés du système de l'équation (3.18) permet d'identifier d'une manière aveugle les paramètres $h(n)$ avec aucune information sur l'entrée. Donc la solution peut s'écrire comme suit :

$$h_p = (M^T M)^{-1} M^T d_1 \quad (3.19)$$

3.2. Algorithme du cumulants 4^{ème} ordre : Algo2

Si nous prenons $n = 3$ et $m = 2$ dans l'équation (3.3), nous trouvons la relation de base des algorithmes développés dans[5].

Donc, l'équation proposée dans [91] représente une relation entre les différentes parties de cumulants d'ordre n du signal de sortie $y(n)$:

$$\begin{aligned} & \sum_{j=0}^P h(j) \left[\prod_{k=1}^r h(i + \tau_k) \right] C_{ny}(\beta_1, \dots, \beta_r, j + \alpha_1, \dots, \alpha_{n-r-1}) \\ &= \sum_{i=0}^P h(i) \left[\prod_{k=1}^r h(i + \beta_k) \right] C_{ny}(\tau_1, \dots, \tau_r, i + \alpha_1, \dots, i + \alpha_{n-r-1}) \end{aligned} \quad (3.20)$$

où $1 \leq r \leq n - 2$.

Si on prend $n = 3$ on obtient que $r = 1$, donc l'équation (3.20) sera :

$$\sum_{j=0}^P h(j)h(j + \tau_1)C_{3y}(\beta_1, j + \alpha_1) = \sum_{i=0}^P h(i)h(i + \beta_1)C_{3y}(\tau_1, i + \alpha_1) \quad (3.21)$$

Si nous prenons $n = 4$ dans l'équation (3.20), on obtient l'équation suivante :

$$\sum_{j=0}^P h(j)h(j + \tau_1)h(j + \tau_2)C_{4y}(\beta_1, \beta_2, j + \alpha_1) = \sum_{i=0}^P h(i)h(i + \beta_1)h(i + \beta_2)C_{4y}(\tau_1, \tau_2, i + \alpha_1) \quad (3.22)$$

si $\tau_1 = \tau_2 = p$ et $\beta_1 = \beta_2 = 0$ l'équation (3.22) prend la forme suivante :

$$h(0)h^2(p)C_{4y}(0, 0, \alpha_1) = \sum_{j=0}^P h^3(j)C_{4y}(p, p, j + \alpha_1) \quad (3.23)$$

Comme le système est un FIR et censé d'être causal avec un ordre p . Donc, $j + \alpha_1$ sera nécessairement dans l'intervalle $[0, p]$, ceci implique que la détermination de la plage du paramètre α_1 obtenu comme suit : $0 \leq j + \alpha_1 \leq p \Rightarrow -j \leq \alpha_1 \leq p - j$ et comme $0 \leq j \leq p$ donc on obtient :

$$-p \leq \alpha_1 \leq p \quad (3.24)$$

Puis, à partir des équations. (3.22) et (3.23) on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} C_{4y}(p, p, -p) & \cdots & C_{4y}(p, p, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{4y}(p, p, 0) & \cdots & C_{4y}(p, p, p) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{4y}(p, p, p) & \cdots & C_{4y}(p, p, 2p) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h^3(0) \\ \vdots \\ h^3(i) \\ \vdots \\ h^3(p) \end{pmatrix} = h(0)h^2(p) \begin{pmatrix} C_{4y}(0, 0, -p) \\ \vdots \\ C_{4y}(0, 0, 0) \\ \vdots \\ C_{4y}(0, 0, p) \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

et comme il est supposé que $h(0) = 1$, si on considère que :

1. $h(p) \neq 0$
2. Le cumulante $C_{my}(t_1, \dots, t_{m-1}) = 0 \forall t_i > p$ et $i = 1, 2, \dots, m - 1$

Le système de l'équation (3.25) devient comme suit :

$$\begin{pmatrix} 0 & \cdots & C_{4y}(p, p, 0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{4y}(p, p, 0) & \cdots & C_{4y}(p, p, p) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{4y}(p, p, p) & \cdots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{h^2(p)} \\ \vdots \\ \frac{h^3(i)}{h^2(p)} \\ \vdots \\ \frac{h^3(p)}{h^2(p)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{4y}(0, 0, -p) \\ \vdots \\ C_{4y}(0, 0, 0) \\ \vdots \\ C_{4y}(0, 0, p) \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Sous une forme plus compacte, l'équation du système (3.26) peut être écrite sous la forme suivante :

$$Mb_{p_2} = d_2 \quad (3.27)$$

où M , b_{p_2} et d_2 sont définis dans le système de l'équation (3.26). La solution des moindres carrés du système de l'équation (3.27) est donnée par :

$$\hat{b}_{p_2} = (M^T M)^{-1} M^T d_2 \quad (3.28)$$

Cette solution nous donne une estimation du quotient des paramètres $h^3(i)$ et $h^3(p)$, c.-à-d. $\hat{b}_{p_2} = \left(\frac{\widehat{h^3(i)}}{\widehat{h^3(p)}} \right)$, $i = 1, \dots, p$. Afin d'obtenir une estimation des paramètres $\hat{h}(i)$, on procède comme suit :

- Les paramètres $h(i)$ sont estimés à partir des valeurs estimées $\hat{b}_{p_2}(i)$ en utilisant l'équation suivante :

$$\hat{h}(i) = \text{sign} \left[\hat{b}_{p_2}(i) (\hat{b}_{p_2}(p))^2 \right] \left(\left| \hat{b}_{p_2}(i) \right| (\hat{b}_{p_2}(p))^2 \right)^{\frac{1}{3}} \quad (3.29)$$

$$\text{où } \text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & \text{si } x > 0 \\ 0, & \text{si } x = 0 \\ -1, & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

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

- Les paramètres $\hat{h}(p)$ sont estimés comme suit :

$$\hat{h}(p) = \frac{1}{2} \text{sign} \left[\hat{b}_{p_2}(p) \right] \left(\left| \hat{b}_{p_2}(p) \right| + \left(\frac{1}{\hat{b}_{p_2}(1)} \right)^{1/2} \right) \quad (3.30)$$

4. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons quelques résultats de simulation, afin d'évaluer les performances des algorithmes d'identification aveugle présentés dans ce chapitre. Nous examinerons le cas d'un canal de communication SISO-FIR. Nous comparerons les résultats obtenus en utilisant des algorithmes bien connus dans l'identification aveugle, qui sont basés sur les statistiques d'ordre supérieur. Nous avons comparé également les algorithmes présentés avec des solutions adaptatives qui sont optimales dans la récupération des coefficients tel que la méthode des moindres carrés récursives (en anglais *Recursive Least Squares : RLS*) et la méthode du gradient stochastique (en anglais *Least Mean Squares : LMS*).

Dans le premier exemple, nous considérons un canal décrit par le modèle RIF et à phase minimale (PM), dont les zéros sont localisés à $z_1 = 0.8794$, $z_2 = 0.8147 + 0.4349j$ et $z_3 = 0.8147 - 0.4349j$. Dans le deuxième exemple, nous avons tester un canal à phase non minimale (PNM), dont les zéros sont localisés à $z_1 = -0.9546$, $z_2 = 0.8119$ et $z_3 = 1.226$. Dans ces exemples, le signal $x(k)$ (les symboles à envoyés) est aléatoire, de distribution exponentielle, normalisée, i.i.d et de moyenne nulle. La variance du bruit $b(k)$ est déterminée pour produire un rapport signal-sur-bruit (en anglais *Signal-to-Noise Ratio : SNR*), défini comme suit :

$$SNR = 10 \log \frac{E [|x(k)|^2]}{E [|b(k)|^2]} = 10 \log \frac{\sigma_x^2}{\sigma_b^2} \quad (3.31)$$

Une autre mesure de performance commune pour les algorithmes d'identification est l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM), en anglais *Mean Square Error (MSE)*, définie pour une séquence de N symboles. Nous définissons l'EQM pour chaque itération par l'équation suivante :

$$EQM = \frac{1}{P} \sum_{i=0}^P \left(\frac{h(i) - \hat{h}(i)}{h(i)} \right)^2 \quad (3.32)$$

avec $h(i)$: les paramètres réels et $\hat{h}(i)$: les paramètres estimés.

4.1. Premier modèle : modèle à phase minimale (MPM)

Nous considérons, dans ce premier exemple, un canal d'ordre trois, décrit par le modèle RIF-PM et donné par l'équation suivante :

$$\begin{cases} y(k) = x(k) + 0.750x(k-1) \\ \quad \quad - 0.580x(k-2) - 0.750x(k-3) & , \text{cas sans bruit} \\ r(k) = y(k) + b(k) & , \text{en présence du bruit} \end{cases} \quad (3.33)$$

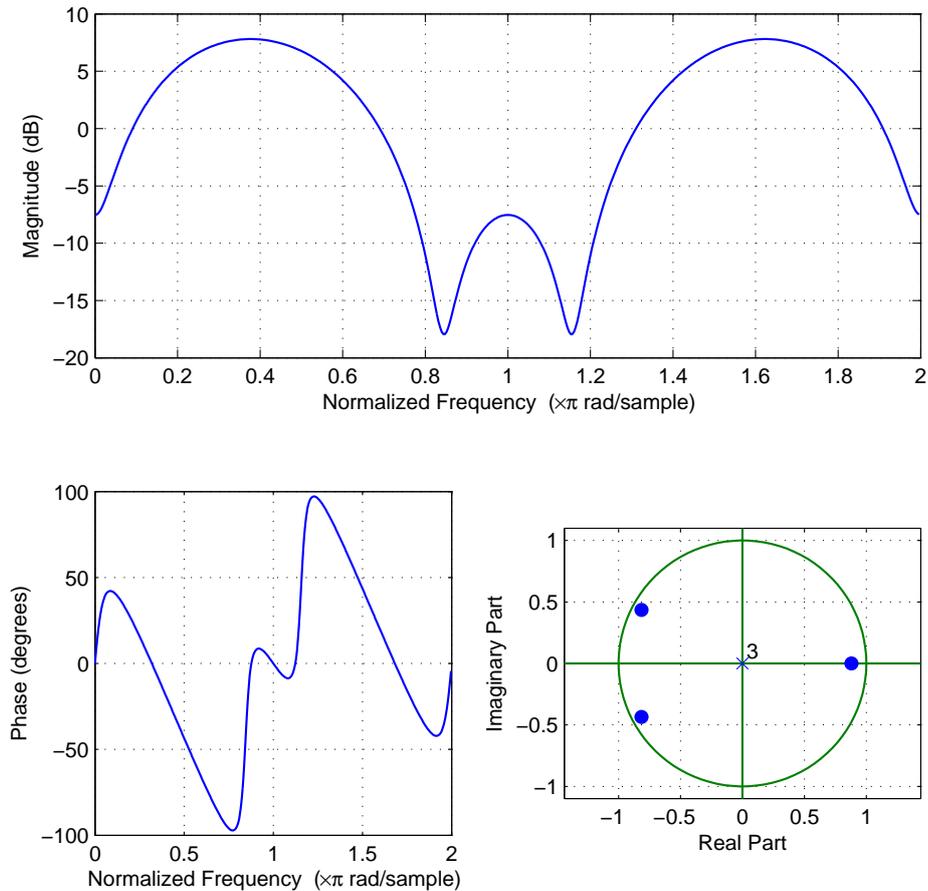


FIGURE 3.2 – Réponse en amplitude et en phase du premier canal avec la localisation des zéros sur le cercle unité.

TABLEAU 3.1 – Identification des paramètres du canal 1, cas non bruité, pour 100 itérations

N	Algorithme	$\hat{h}(1)$	$\hat{h}(2)$	$\hat{h}(3)$	EQM
400	Algo1	0.6687	-0.6950	-0.5463	0.0289
	Algo2	0.4579	-0.6921	-0.7544	0.0569
	Réel	0.750	-0.580	-0.750	-
1200	Algo1	0.6175	-0.5969	-0.7323	0.0105
	Algo2	0.6994	-0.4103	-0.8573	0.0162
	Réel	0.750	-0.580	-0.750	-
2000	Algo1	0.7799	-0.6223	-0.8160	0.0051
	Algo2	0.6972	-0.4416	-0.7520	0.0088
	Réel	0.750	-0.580	-0.750	-

Dans la figure 3.2, nous présentons les caractéristiques de la réponse impulsionnelle, à savoir : l'amplitude, la phase et les zéros. Les zéros de la fonction de transfert de ce modèle sont localisés en trois points à l'intérieur du cercle unité ce qui implique que ce canal est à phase minimale (PM).

Cas d'absence du bruit :

Dans un milieu non bruité, nous désignons trois tailles d'échantillons $N = 400$, $N = 1200$ et $N = 2000$ pour chaque itération. Le tableau 3.1 synthétise les résultats de simulation pour les algorithmes Algo1 et Algo2 basés respectivement sur les cumulants d'ordre 3 et d'ordre 4. Nous remarquons que les performances de l'algorithme Algo1 sont plus élevées par rapport aux performances de l'algorithme Algo2. Nous observons, aussi, que l'efficacité de ces algorithmes est améliorée lorsque la taille des échantillons augmente.

Cas de présence du bruit :

Nous considérons le cas où le signal de sortie du modèle à identifier est contaminé par un bruit gaussien tel que le rapport SNR varie de 0 à 30 dB. En présence du bruit gaussien (tableau 3.2), et pour tous les SNR, nous remarquons que l'algorithme Algo1 est très faiblement influencé par le bruit et donne les meilleures performances même dans un environnement fortement bruité ($SNR = 0$ dB). Ceci est dû à l'hypothèse que les cumulants du bruit gaussien sont nuls ce qui n'est pas vérifié, car ils ont des valeurs proches de zéro pour une grande taille d'échantillons. La robustesse de l'algorithme Algo1 est observée d'une manière claire en terme de l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) dans la figure 3.3. Ces résultats nous permettent de conclure que l'algorithme proposé donne une bonne approximation des paramètres du modèle à identifier. La figure 3.3 représente les valeurs de l'erreur quadratique moyenne pour les deux algorithmes.

TABLEAU 3.2 – Identification des paramètres du canal 1, cas bruité, pour $N=2000$ et 100 itérations

SNR	Algorithme	$\hat{h}(1)$	$\hat{h}(2)$	$\hat{h}(3)$	EQM
0 dB	Algo1	0.6653	-0.6588	-0.4873	0.0309
	Algo2	0.4894	-0.5493	-0.7473	0.0798
10 dB	Algo1	0.6973	-0.7040	-0.6575	0.0031
	Algo2	0.7357	-0.4666	-0.8573	0.0957
20 dB	Algo1	0.7757	-0.6027	-0.7581	0.0019
	Algo2	0.5130	-0.4787	-0.7632	0.0468
30 dB	Algo1	0.7657	-0.5927	-0.7523	0.0015
	Algo2	0.6130	-0.5387	-0.7472	0.0023

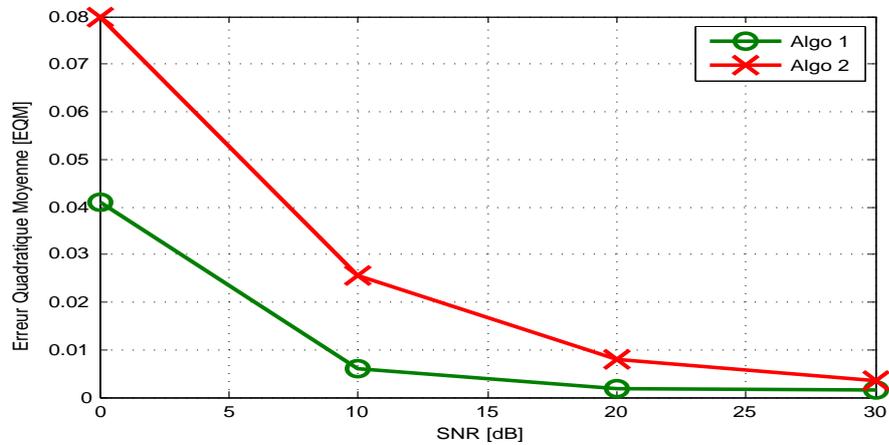


FIGURE 3.3 – Comparaison des algorithmes en termes de l'EQM pour le canal 1, $N=2000$

Sur la figure 3.4 nous présentons l'estimation de l'amplitude et la phase de la réponse impulsionnelle du modèle 1, pour les deux algorithmes et pour un nombre d'échantillons $N = 2000$ et un $SNR = 4$ dB.

Nous remarquons que l'amplitude et la phase estimées via Algo2 possèdent la même allure que les valeurs réelles, alors que pour l'algorithme Algo1, nous avons une légère différence entre la réponse impulsionnelle estimée et mesurée.

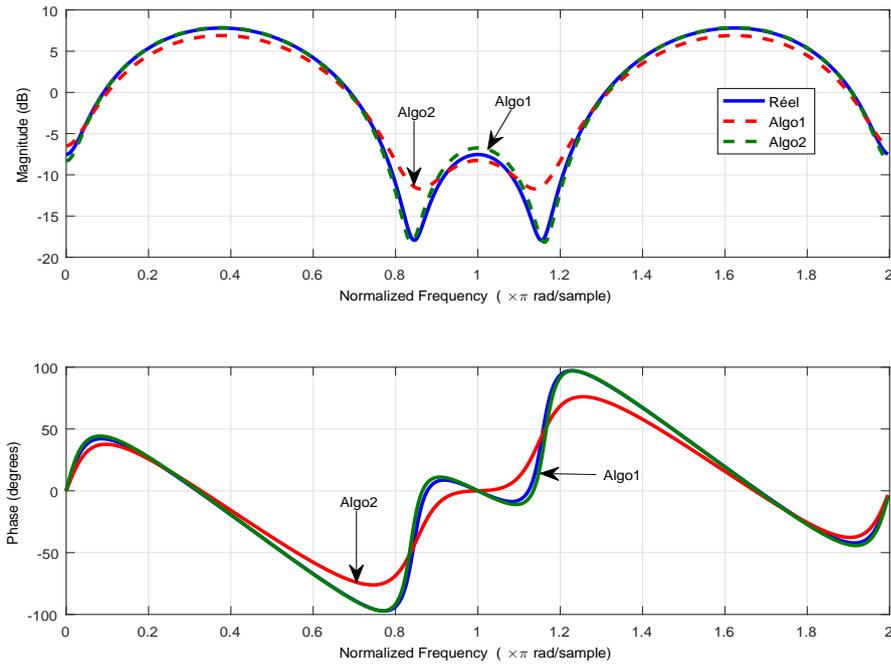


FIGURE 3.4 – Estimation de l'amplitude du canal de MPM dans le cas d'un nombre d'échantillons $N = 2000$ et $SNR = 4$ dB

4.2. Deuxième modèle : modèle à phase non-minimale (MPNM)

Dans cet exemple nous considérons un système à RIF d'ordre 3, représenté par l'équation suivante :

$$\begin{cases} y(k) = x(k) - 1.083x(k-1) - 0.950x(k-2) + 0.950x(k-3) & , \text{cas sans bruit} \\ r(k) = y(k) + b(k) & , \text{en présence du bruit} \end{cases} \quad (3.34)$$

Dans la figure 3.5, nous présentons les caractéristiques de la réponse impulsionnelle, à savoir : l'amplitude, la phase et les zéros. L'un des zéros de canal est situé à l'extérieur du cercle unité, ce qui implique que ce canal est à phase non-minimale.

Cas d'un milieu non bruité :

Dans le tableau 3.3, nous présentons la moyenne des paramètres estimés, en utilisant les deux algorithmes Algo1 et Algo2. Nous estimons les paramètres pour 100 itérations et pour différents nombres d'échantillons relativement faibles ($N = 400$, $N = 800$ et $N = 1200$).

A partir du tableau 3.3, nous remarquons que même si le nombre d'échantillons est relativement faible ($N = 400$, $N = 800$ et $N = 1200$), l'algorithme Algo2 nous donne une bonne estimation des paramètres du modèle à identifier, par rapport à l'algorithme Algo1. Les valeurs de l'EQM fournies par l'algorithme Algo2 sont très faibles, en comparaison avec les valeurs données par l'Algo1, pour les différents nombres d'échantillons, ce qui implique que les paramètres estimés sont très proches des valeurs réelles.

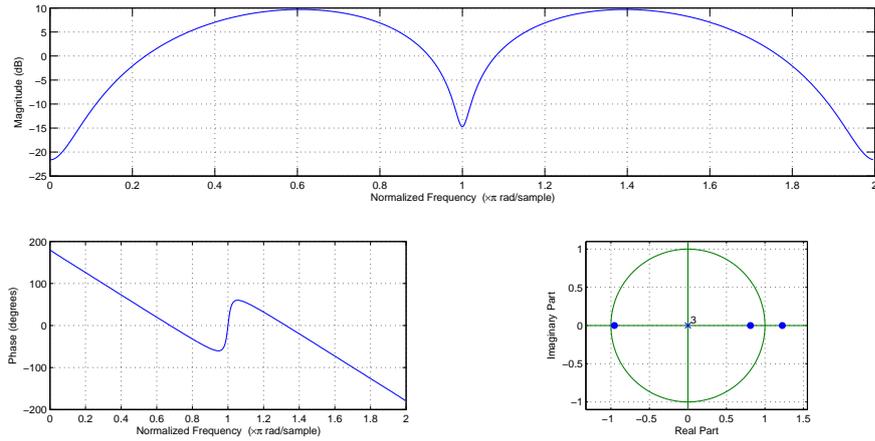


FIGURE 3.5 – Réponse en amplitude et en phase du canal de PNM avec la localisation des zéros sur le cercle unité.

TABLEAU 3.3 – Identification des paramètres du canal 2, cas d'un milieu non bruité, pour 100 itérations

N	Algorithme	$\hat{h}(1)$	$\hat{h}(2)$	$\hat{h}(3)$	EQM
400	Algo1	-0.9341	-0.4918	1.0350	0.0569
	Algo2	-1.1346	-0.8749	0.7815	0.0289
	Réel	-1.0830	-0.9500	0.9500	-
800	Algo1	-1.1893	-0.9235	1.1396	0.0162
	Algo2	-1.0135	-0.9549	0.8793	0.0105
	Réel	-1.0830	-0.9500	0.9500	-
1200	Algo1	-1.1545	-0.9226	1.0281	0.0088
	Algo2	-1.2060	-1.0127	0.8845	0.0051
	Réel	-1.0830	-0.9500	0.9500	-

Cas d'un milieu bruité :

Dans ce paragraphe nous examinons les performances des algorithmes Algo1 et Algo2, lorsque la sortie du canal à PNM est bruitée par un bruit additif gaussien. Pour cela nous avons varié le SNR de 0 jusqu'à 30 dB pour un nombre d'échantillons $N = 1200$. Le tableau 3.4 montre les résultats obtenus (valeurs moyennes des paramètres estimés), en utilisant 100 Monte Carlo itérations pour chaque algorithme.

A partir du tableau 3.4, nous pouvons conclure que l'algorithme Algo1 est le plus influencé par la présence du bruit additif gaussien, suivi de l'algorithme Algo2. La précision de l'algorithme Algo2 est remarquable en terme de l'erreur quadratique moyenne. Nous constatons que les valeurs de l'EQM obtenus par l'algorithme Algo2 décroissent rapidement après 0 dB, ce qui implique que les paramètres estimés sont très proches des valeurs exactes par rapport à celles données par l'algorithme Algo1. Nous remarquons que les performances de l'algorithme Algo2 sont améliorées. Il faut noter que l'algorithme Algo2 exploite les $(2p + 1)$ équations pour identifier les paramètres de la réponse impulsionnelle du canal, contrairement aux algorithmes Algo1 qui utilise $(p + 1)$ équations.

TABLEAU 3.4 – Identification des paramètres du canal 1, cas bruité, pour $N=2000$ et 100 itérations

N	Algorithme	$\hat{h}(1)$	$\hat{h}(2)$	$\hat{h}(3)$	EQM
0 dB	Algo1	-1.1261	-0.5278	0.7609	0.0163
	Algo2	-0.9744	-0.8520	1.1023	0.0087
10 dB	Algo1	-1.2706	-0.8393	1.2260	0.0069
	Algo2	-1.0097	-0.9549	0.9181	0.0028
20 dB	Algo1	-1.2515	-0.9420	0.9271	0.0025
	Algo2	-1.1099	-0.9687	0.9348	1.42×10^{-3}
30 dB	Algo1	-1.0629	-0.9782	0.9470	0.0019
	Algo2	-1.0378	-0.9903	0.9565	9.34×10^{-4}

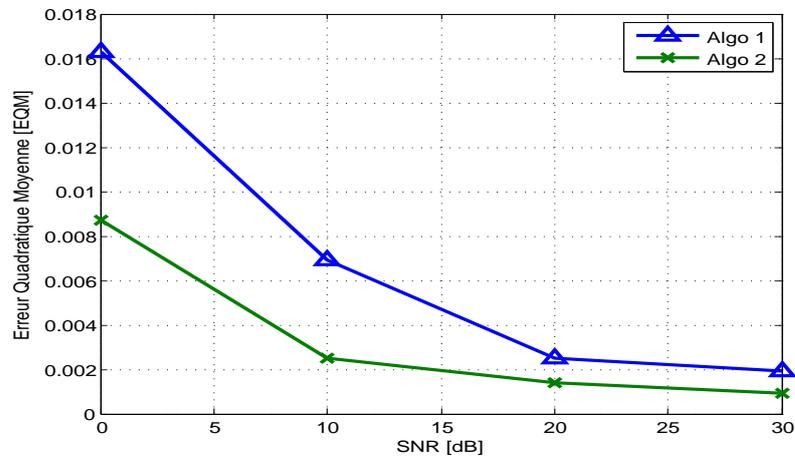


FIGURE 3.6 – Comparaison des algorithmes en termes de l'EQM pour le canal à PNM, pour $N=1200$ échantillons

La figure 3.6 démontre que l'algorithme Algo2 donne des résultats très satisfaisants en terme du critère EQM même dans un environnement fortement bruité et pour un nombre d'échantillons faible ($N = 1200$), comparativement à l'algorithme Algo1.

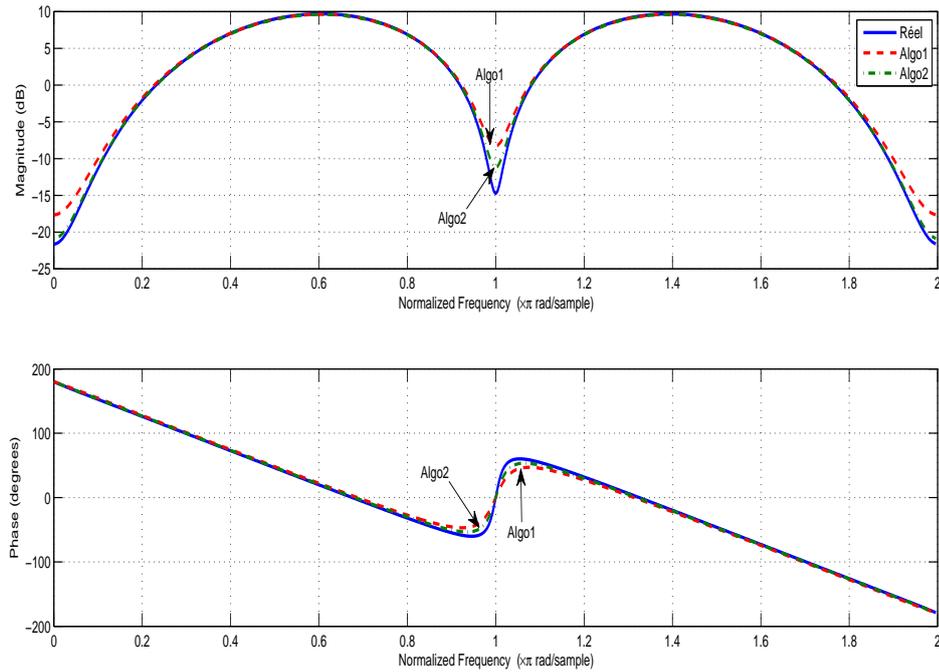


FIGURE 3.7 – Estimation de l’amplitude et de la phase du canal 2 dans le cas d’un nombre d’échantillons $N = 1500$ et $SNR = 4$ dB

La figure 3.7 représente l’estimation de l’amplitude et de la phase du canal 2 à identifier pour les deux algorithmes, dans le cas bruité ($SNR = 4$ dB) et pour un nombre d’échantillons $N = 1500$. À partir de cette figure, nous remarquons que pour l’algorithme Algo2 il n’y a pas une différence apparente entre la réponse en amplitude et en phase réelles et estimée. Comparativement à l’algorithme Algo1 nous observons une différence entre l’allure de l’amplitude et de la phase estimées et celles mesurées.

4.3. Comparaison avec les méthodes adaptatives

4.3.1. Algorithme des Moindres Carrés Récursif (MCR)

L’algorithme MCR, en anglais RLS, est l’un des algorithmes les plus connus utilisés dans le filtrage adaptatif, l’identification du système et le contrôle adaptatif [92, 93]. Cette technique trouve les coefficients qui minimisent une fonction pondérée, linéaire des moindres carrés de coût, se rapportant aux signaux d’entrée (figure 3.8). Sa popularité est due principalement à sa vitesse de convergence rapide, qui est considérée comme optimale dans la pratique.

Le filtre M à identifier est caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(n) = [h(0), h(1), \dots, h(n)]$. Dans la sortie du système, le bruit blanc Gaussien a été ajouté au signal désiré $d(n)$. Après, on compare les coefficients de filtre final W obtenus par l’algorithme RLS avec le filtre qu’il devrait identifier h en calculant l’erreur $e(n)$. En outre, la longueur du filtre adaptatif correspond à la longueur du filtre (FIR) à identifier. Par conséquent, l’erreur $e(n)$ tend vers zéro. Les équations de mise à jour de l’algorithme RLS sont comme suit :

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1}P(n-1)u(n)}{1 + \lambda^{-1}u^H(n)P(n-1)u(n)} \quad (3.35)$$

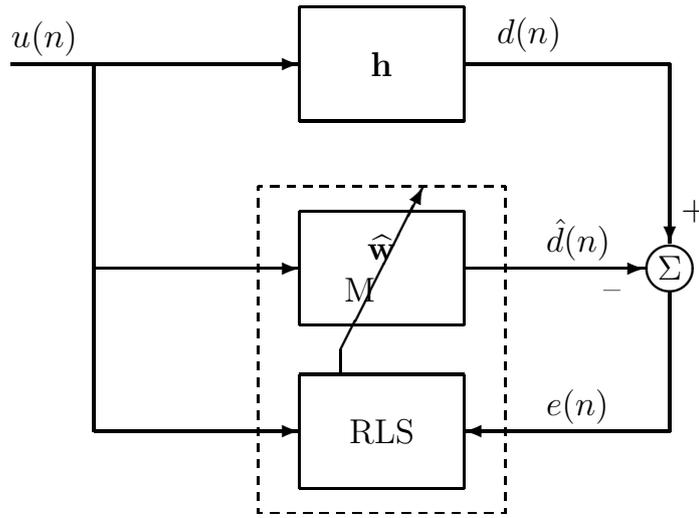


FIGURE 3.8 – Algorithme RLS

$$\xi(n) = d(n) - \hat{w}(n-1)u(n) \quad (3.36)$$

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + k(n)\xi^*(n) \quad (3.37)$$

$$P(n) = \lambda^{-1}P(n-1) - \lambda^{-1}k(n)u^H(n)P(n-1) \quad (3.38)$$

$\hat{w}(0) = [0, 0, \dots, 0]^T$ en tant que des valeurs initiales pour les coefficients du filtre RLS.

On utilise $\hat{w}(0) = [0, 0, \dots, 0]^T$ en tant que valeurs initiales pour les coefficients du filtre RLS. Pour la valeur initiale de la matrice inverse P , on choisit une matrice diagonale avec la valeur σ^{-1} sur la diagonale principale.

4.3.2. Algorithme du gradient stochastique (LMS)

L'algorithme LMS est un algorithme de filtrage adaptatif linéaire qui se compose de deux processus de base : le procédé de filtration et le processus d'adaptation [94, 95]. La représentation graphique de flux du signal de l'algorithme LMS est montrée dans la figure 3.9.

Sur la figure 3.9, la i -ème sortie de la réponse impulsionnelle finie peut être décrite comme suit :

$$y(i) = X^T(i)W(i) \quad (3.39)$$

où $W(i)$ est le vecteur de poids et $X(i)$ est le vecteur d'entrée. L'erreur de sortie, $e(i)$, est donnée par l'équation suivante :

$$e(i) = d(i) - y(i) \quad (3.40)$$

où $d(i)$ est le signal de sortie souhaité.

L'algorithme LMS peut être représenté comme suit :

$$W(i+1) = W(i) + 2\mu e(i)X(i) \quad (3.41)$$

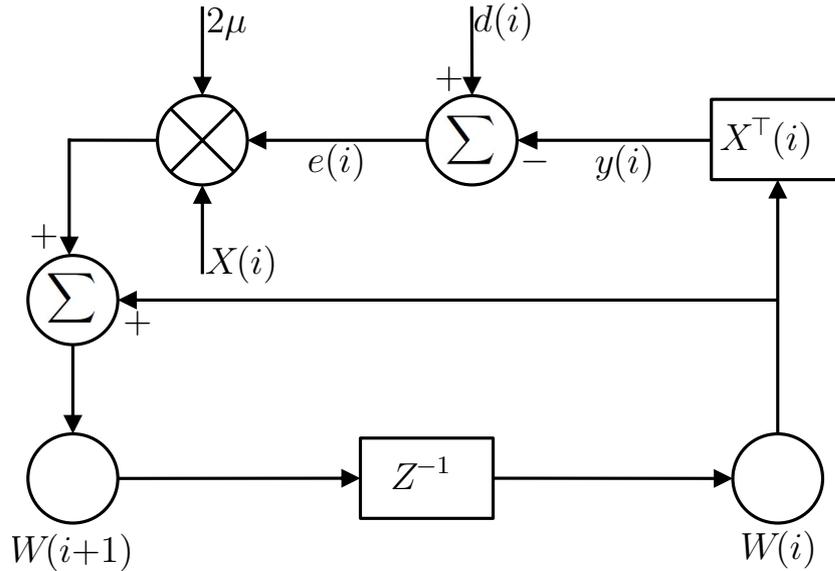


FIGURE 3.9 – Algorithme LMS

où μ est la taille d'un pas constant.

Afin d'assurer la convergence du vecteur de pondération, la gamme de taille de pas est donnée par [96] :

$$1 < \mu < \frac{1}{\lambda} \quad (3.42)$$

L'erreur quadratique moyenne est augmentée en fonction de l'augmentation d'une taille de pas. L'équation (3.43) vérifie cette propriété :

$$J = J_{ex} + J_{min} \quad (3.43)$$

où J est l'erreur quadratique moyenne, J_{min} , se rapportant à la solution optimale de Wiener, est erreur quadratique moyenne minimum et J_{ex} , est l'excès de l'erreur quadratique moyenne.

Il peut être décrit comme :

$$J_{ex} = J_{min} \sum_{i=1}^M \frac{\mu \lambda_i}{2 - \mu \lambda_i} \quad (3.44)$$

avec M est l'ordre du filtre à RIF et $\lambda_i, i = 1, 2, \dots, M$ sont les valeurs propres de la matrice de corrélation $X^T X$.

4.3.3. Résultat de simulation

Dans ce paragraphe, nous testons les deux algorithmes Algo1 et Algo2 et les algorithmes RLS et LMS, qui sont optimales dans la récupération des coefficients, sur un canal dit de *Proakis C* dont la réponse impulsionnelle est : $h(i) = [0.227, 0.46, 0.688, 0.460, 0.227]$.

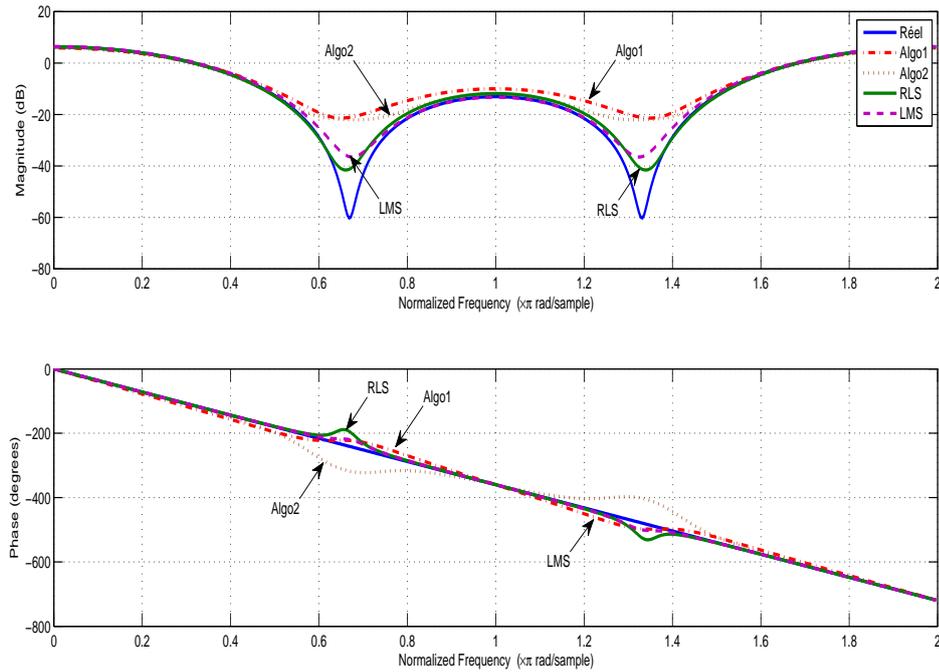


FIGURE 3.10 – Estimation de l'amplitude et de la phase du canal Proakis C dans le cas d'un nombre d'échantillons $N = 1500$ et $SNR = 4 \text{ dB}$

La figure 3.10 montre l'efficacité des algorithmes adaptatifs dans l'identification des réponses impulsionnelles. Nous remarquons que l'algorithmes Algo2 donne des meilleures performances comparativement avec l'algorithmes Algo1.

Les méthodes récursives ou adaptatives donnent les meilleurs résultats, parce que les coefficients du canal sont estimés en fonction de l'erreur par un feedback. Cette erreur se minimise à chaque itération due à l'erreur calculée de l'entrée et de la sortie du système.

Conclusion

Ce chapitre a traité le problème de l'identification d'un canal à RIF, en se basant sur les statistiques d'ordres supérieurs. Nous avons présenté les algorithmes d'identification aveugle des coefficients du canal sur la base de tests d'hypothèses des SOS. Cette approche est basée sur les relations présentées dans la section 2.2.. Les statistiques d'ordre trois et quatre ont été introduites dans la conception des algorithmes d'estimation. Nous avons testé les méthodes d'identification aveugle sur des systèmes linéaires RIF à phase minimale et non minimale. Les simulations donnent de bons résultats pour l'estimation du canal dans le cas idéal (absence du bruit) ou le cas où la sortie du système est infectée par un bruit blanc additif gaussien (milieu bruité). Les algorithmes proposés sont plus optimaux pour l'identification aveugle des canaux.

À l'opposé, on constate que les méthodes d'estimation adaptatives sont meilleures que les méthodes aveugles car elles se servent de l'entrée du système afin d'identifier les paramètres du modèle. À ce stade, nous avons réalisé une comparaison de ces techniques avec les techniques aveugles en introduisant le taux d'erreur quadratique moyenne afin d'examiner les performances d'identification au niveau de la robustesse. Dans le chapitre 4, nous allons introduire un nouveau concept des méthodes d'identification. Il s'agit des méthodes à noyaux définis positifs.

Chapitre 4

Méthodes à noyaux pour l'identification des canaux de transmission

Le présent chapitre présente une nouvelle approche basée sur le concept théorique des méthodes à noyaux présentées dans la [section 3. chap. 2](#). Nous allons établir un certain nombre de concepts tels que la régularisation, la mise en œuvre et la conception du noyau lui-même. Nous allons également discuter les méthodes les plus importantes du noyau et nous montrons leurs avantages sur d'autres méthodes.

Dans ce chapitre, nous donnons une introduction à l'identification du système non linéaire à identifier en donnant une modélisation du problème, ainsi nous décrivons l'approche proposée pour l'identification des coefficients du canal. Les résultats de simulations sur des cas pratiques de canaux sélectifs en fréquence et à évanouissement rapide, nommés Broadband Radio Access Network (BRAN)[[97](#), [98](#)], et des canaux de Proakis [[99](#)] sont également présentés. Ces canaux sont utilisés vers la fin de cette thèse (chapitre 5) pour l'égalisation des systèmes MC-CDMA.

1. Problématique

Parmi les méthodes d'identification d'un canal, on trouve les méthodes basées sur les statistiques d'ordre supérieur et les méthodes d'apprentissage automatique (en anglais *machine learning methods*). Nous allons choisir la classe des méthodes à noyaux, pour des raisons que nous espérons qu'elles soient claires à la fin de cette thèse. Dans la [section 3. chap. 2](#), nous avons présenté les concepts les plus importants des méthodes à noyaux définis positifs.

Nous mettons en évidence un modèle à identifier qui a une fonction de transfert, à réponse impulsionnelle finie (FIR : Finite Impulse Response), à phase non minimale, sélectif en fréquence et à évanouissement très rapide qui est assez difficile à identifier d'une manière très précise. Nous considérons un canal mono-entrée mono-sortie (SISO : Single Input Single Output) excité par un signal numérique $u(k)$. La figure [4.1](#) résume le schéma synoptique du canal de type *Hammerstein*, où la sortie $r(k)$ est une version bruitée du signal émis, le filtre numérique du canal est présenté par sa réponse impulsionnelle $h(k)$ et $x(k)$ représente le symbole émis par la source à l'instant k .

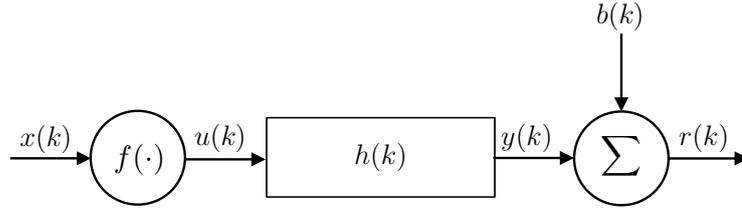


FIGURE 4.1 – Schéma fonctionnel d'un système Hammerstein [1]

Dans le cas où la partie linéaire est représentée par un filtre FIR, la sortie $r(k)$ d'un système Hammerstein s'écrit :

$$r(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i f(x[k-i]) + b(k) \quad (4.1)$$

Les systèmes Hammerstein sont rencontrés par exemple dans : les modélisations électriques [100], l'annulation d'écho acoustique [101], les échangeurs de la chaleur et la modélisation biomédicale [102].

2. Algorithme proposé : BBS15

Les méthodes à noyaux ont été récemment développées dans la communauté d'apprentissage automatique. Ce sont des techniques puissantes basées sur une transformation non linéaire des données x dans l'espace \mathcal{X} à une grande dimension dans l'espace d'Hilbert à noyau reproduisant (RKHS) \mathcal{H} à travers une carte non-linéaire ϕ , où les données transformées $\phi(x)$ sont linéairement séparables. Dans cet espace fonctionnel, les produits scalaires peuvent être calculés en utilisant une fonction du noyau défini positif satisfaisant le théorème de Mercer [103] : $k(x, x') = \langle x, x' \rangle$.

L'idée principale, connue comme l'*astuce du noyau*, permet de travailler en espace fonctionnel en remplaçant tous les produits scalaires par des noyaux dans l'espace d'entrée. Le noyau Gaussien est le plus largement utilisé :

$$k(x, x') = \exp\left(-\frac{|x - x'|}{2\sigma^2}\right), \quad (4.2)$$

où σ est la largeur du noyau.

Nous considérons un nombre N d'échantillons sous-forme de paires entrée-sortie de données $\{x(n), r(n)\}$ où $n = 1, \dots, N$. La fonction de coût à minimiser est basée sur la régression du noyau [104] Eq. (4.3) :

$$J = \sum_{n=1}^N |r(n) - \Phi(x(n))|^\top + cb^\top b, \quad (4.3)$$

où, c , est une régularisation connue sous le nom : constante de Tikhonov, nous soulignons que, b , n'est pas calculable dans l'espace des caractéristiques de grande dimension. Heureusement, le théorème de représentation montre que b peut être obtenue comme un noyau d'expansion en termes de données transformées $\Phi(x(n))$ (Plus précisément voir, par exemple, [105] pp. 48-49 et 257-258 pour la preuve, ou [62]).

Nous avons utilisé une partie de données comme une séquence d'apprentissage pour calculer b en exploitant l'avantage du noyau et également pour réduire la complexité de calcul.

$$b = \sum_{m=1}^M \alpha_m \Phi(x_m^t) \quad (4.4)$$

La notation matricielle est obtenue à partir de l'équation (4.3) et de l'équation (4.4)

$$J = \|r - K\alpha\|^2 + c\alpha^\top K_t \alpha, \quad (4.5)$$

Où K est la matrice du noyau et $\alpha = (K^\top K + cK_t)^{-1} K^\top r$.

Considérons la sortie $r(n)$ du système sur la figure 4.1 :

$$r(n) = h(n) * f(x(n)) + b(n), \quad (4.6)$$

Où $h = [h(1), h(2), \dots, h(p)]$ représente la réponse impulsionnelle de canal avec l'ordre P et l'opérateur $*$ est la convolution.

Afin d'identifier les paramètres du canal, nous proposons de minimiser la fonction du coût :

$$J = \|r - h * K\alpha\|^2 + c_\alpha \alpha^\top K_t \alpha + c_h h^\top h, \quad (4.7)$$

Avec c_α et c_h sont des constants. Cependant, il est possible d'obtenir les coefficients $\hat{\alpha}$ si les paramètres estimés \hat{h} étaient disponibles. Le terme $c_h h^\top h$ peut être éliminé par ce qu'il n'a aucune incidence sur la minimisation de l'équation (4.7) [66]. En faisant cela, la fonction du coût peut être écrite comme :

$$J_\alpha = \|r - h * K\alpha\|^2 + c_\alpha \hat{\alpha}^\top K_t \hat{\alpha}, \quad (4.8)$$

L'algorithme proposé permet d'identifier les paramètres du canal en suivant les étapes suivantes [106] :

Algorithme : BBS15

Étape 1 : Générer la matrice du noyau K et initialiser $\hat{h} = (X^\top X + c_h I)^{-1} X^\top r$, avec X contient des vecteurs de données $x(n)$.

Étape 2 : Tant que la fonction de coût J n'a pas convergé :

- **2.1 :** Mise à jour de $K_h = \hat{h} * K$ et $\hat{\alpha} = (K_h^\top K_h + c_\alpha K_s)^{-1} K_h^\top r$.
- **2.2 :** Mise à jour de $K_\alpha = K \hat{\alpha}$ et $\hat{h} = (K_\alpha^\top K_\alpha + c_h I)^{-1} K_\alpha^\top r$
tel que :

$$K_\alpha = \begin{bmatrix} k_\alpha(1) \\ k_\alpha(2) \\ \vdots \\ k_\alpha(N) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

D'une manière itérative, nous pouvons assurer la convergence de l'algorithme proposé parce que à chaque fois il minimise la fonction du coût et aussi qu'il alterne afin de trouver le rapprochement des h en se concentrant sur les mises à jour des coefficients α .

3. Résultat de simulation

Dans cette section, nous allons présenter quelques résultats de simulation pour démontrer les performances de l'algorithme proposé. L'erreur quadratique moyenne normalisée sera utilisée pour mesurer la précision des valeurs estimées comme indiqué dans l'équation (4.10).

$$NMSE(h, \hat{h}) = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \left(\frac{h(i) - \hat{h}(i)}{h(i)} \right)^2 \quad (4.10)$$

Deux systèmes sont considérés pour illustrer les performances de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal, ces deux systèmes sont : Canaux Proakis et Canaux radio mobiles (BRAN).

3.1. Canaux de Proakis

Afin d'illustrer les performances et la mise en œuvre de notre algorithme que nous présenterons ci-après, nous utiliserons les trois canaux test de Proakis [107]. Les fonctions de transfert sont représentées dans le tableau 4.1. Le canal (A) est assez facile, le canal (B) modérément difficile et le canal (C) très difficile à identifier. Dans la première simulation, nous considérons les canaux linéaires qui sont prises à partir du tableau 4.1, dans lesquelles les réponses impulsionnelles sont comprises entre 0 et 1, i.e : $h_i(p) \in \mathcal{N}(0, 1)$.

TABLEAU 4.1 – Fonctions de transfert des trois canaux de Proakis

Canal Proakis	Réponse impulsionnelle h
A	[0.04, -0.05, 0.07, -0.21, -0.50, 0.72, 0.36, 0, 0.21, 0.03, 0.07]
B	[0.407, 0.815, 0.407]
C	[0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227]

Les paramètres obtenus par l'algorithme proposé sont fixés comme suit : Un noyau gaussien est utilisé avec largeur du noyau $\sigma = 0.5$, la régularisation de Tikhonov $ca = 10^{-2}$ et $ch = 1$ pour chaque canal.

Dans les figures 4.2, 4.3 et 4.4, nous illustrons les réponses impulsionnelles des trois canaux de Proakis en utilisant l'algorithme proposé BBS15 pour les symboles d'entrée avec différentes tailles N et différentes valeurs de rapport SNR .

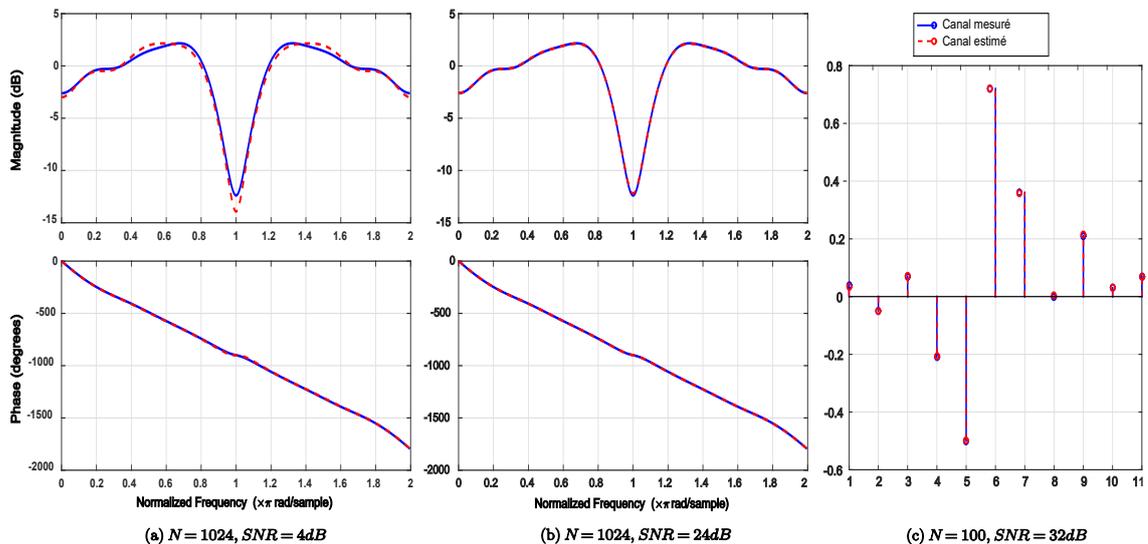


FIGURE 4.2 – Canal Proakis A estimé et réel avec différentes valeurs de SNR et différentes tailles d'échantillons N

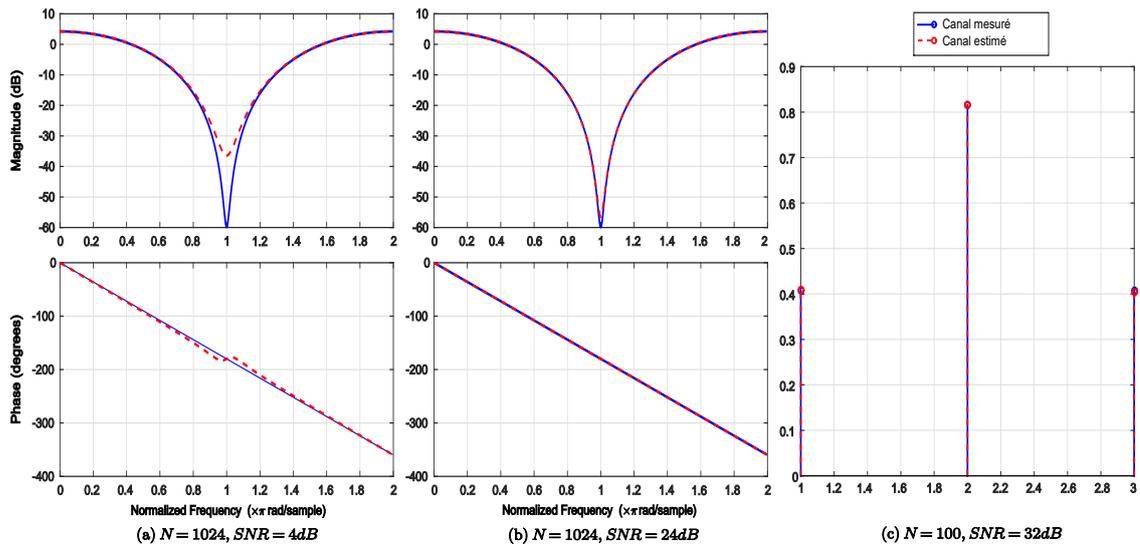


FIGURE 4.3 – Canal Proakis B estimé et réel avec différentes valeurs de SNR et différentes tailles d'échantillons N

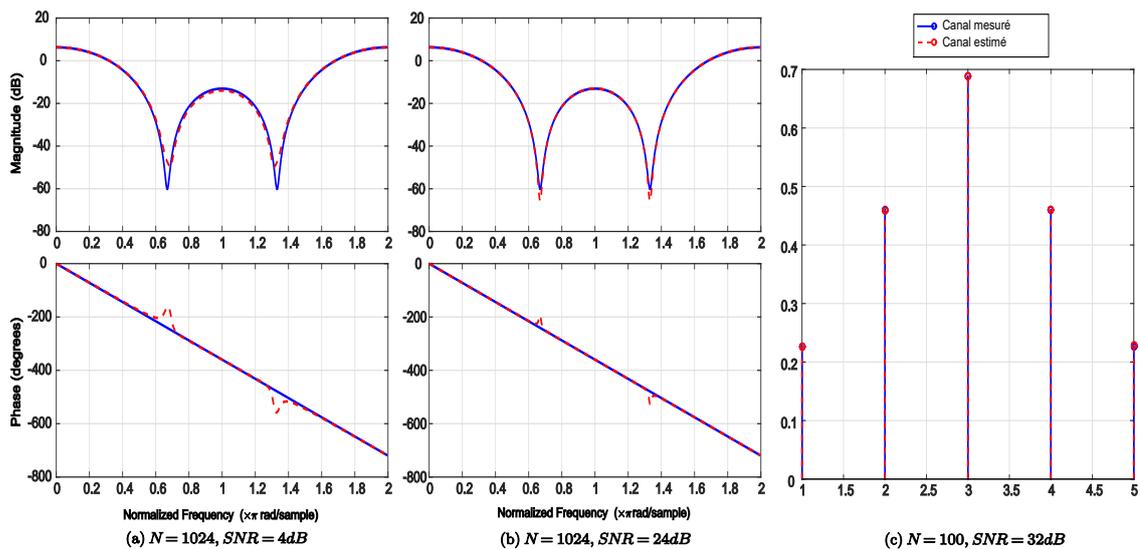


FIGURE 4.4 – Canal Proakis C estimé et réel avec différentes valeurs de SNR et différentes tailles d'échantillons N

À partir des figures 4.2, 4.3 et 4.4, nous remarquons que les paramètres estimés des canaux de Proakis en utilisant l'algorithme proposé sont similaires au vrai canal pour des différentes valeurs de rapport SNR et pour différentes tailles des échantillons N . Nous avons approximativement les mêmes réponses impulsionnelles des canaux réels dans des différentes conditions (a), (b) et (c). Donc, ce résultat est très intéressant pour l'estimation de la réponse impulsionnelle dans un environnement bruité.

3.2. Canaux radio mobiles

Dans cette partie, nous considérons des modèles de canaux pratiques BRAN (Broadband Radio Access Network). Ces modèles sont des canaux à évanouissement très rapide qui ont été normalisés par l'Institut des Télécommunications de Normalisation Européenne (ETSI) dans le cadre du projet BRAN [97, 98]. Le but de ce projet est de définir les couches physiques et de contrôle des systèmes HIPERLAN/2, réseau local sans fil à haut débit. Ces canaux sont

modélisés par des trajets en nombre variable ayant chacun un retard, une amplitude complexe, un spectre Doppler. Chaque modèle est composé de 18 trajets dont l'amplitude des retards suit une décroissance exponentielle. Une largeur de bande de 20MHz a été allouée dans la bande des 5.2GHz pour la mise en place de ces réseaux. Chaque modèle est défini par un scénario selon les phénomènes de propagation de l'intérieur des bâtiments jusqu'à des environnements en zones ouvertes tels que les halls d'aéroport.

Nous nous sommes particulièrement intéressés par deux modèles BRAN A (à l'intérieur, zone fermée) et BRAN B (zone ouverte à l'extérieur). Ces deux modèles se caractérisent par trajets ($N_T = 18$). L'équation (4.11) décrit la réponse impulsionnelle $h(n)$ du canal radio de BRAN.

$$h(n) = \sum_{i=0}^{N_T} h_i \delta(n - \tau_i) \quad (4.11)$$

Dans les tableaux 4.2 et 4.3, nous avons présenté respectivement les valeurs des réponses impulsionnelles correspondant aux canaux de radio mobiles BRAN A et BRAN B[108].

TABLEAU 4.2 – Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN A

Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]	Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]
0	0	90	-7.8
10	-0.9	110	-4.7
20	-1.7	140	-7.3
30	-2.6	170	-9.9
40	-3.5	200	-12.5
50	-4.3	240	-13.7
60	-5.2	290	-18
70	-6.1	340	-22.4
80	-6.9	390	-26.7

TABLEAU 4.3 – Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN B

Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]	Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]
0	-2.6	230	-5.6
10	-3.0	280	-7.7
20	-3.5	330	-9.9
30	-3.9	380	-12.1
50	0	430	-14.3
80	-1.3	490	-15.4
110	-2.6	560	-18.4
140	-3.9	640	-20.7
180	-3.4	730	-24.6

- Estimation des paramètres du canal BRAN A

La figure 4.5 montre la réponse impulsionnelle réelle et estimée du canal BRAN A pour $N = 2048$, cas de l'algorithme proposé. Ceci concerne l'estimation des réponses impulsionnelles du canal BRAN A, pour un nombre d'échantillons $N = 2048$ et un rapport $SNR = 16\text{ dB}$. Nous obtenons une petite différence entre les valeurs estimées et celles mesurées. Donc, l'algorithme proposé donne des résultats assez proches aux valeurs réelles du canal même si dans les environnements bruités.

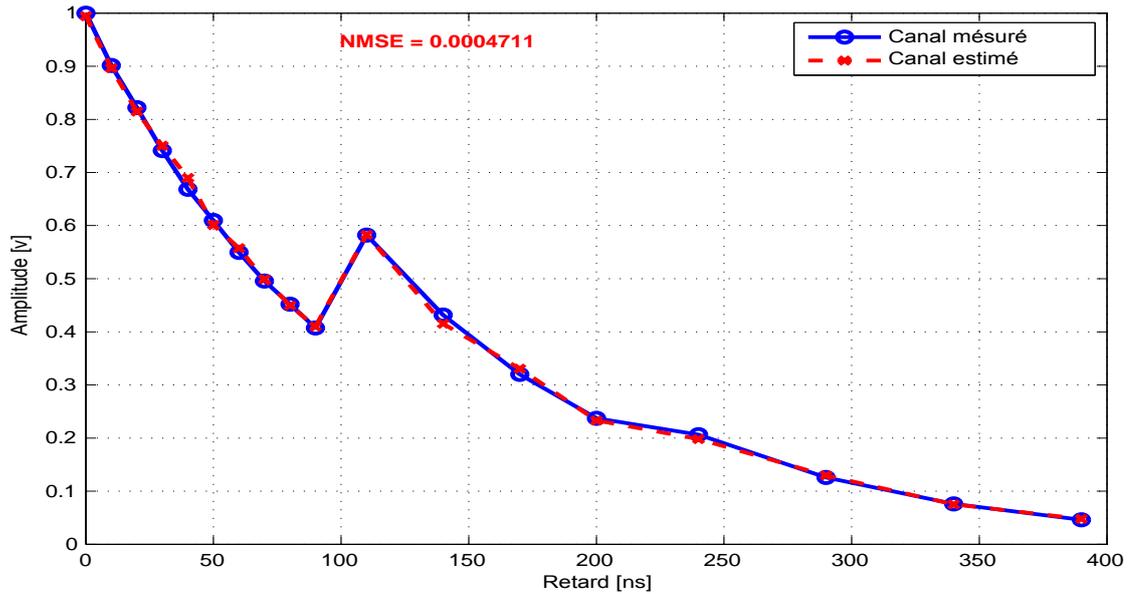


FIGURE 4.5 – Estimation de l'amplitude du canal BRAN A pour une taille d'échantillons $N = 2048$ et pour une valeur de $SNR = 16$ dB.

- *Estimation des paramètres du canal BRAN B*

Le canal radio mobile BRAN B est également composé par $N_T = 18$ trajets (tableau 4.3). Afin d'examiner la performance de l'algorithme proposé, nous choisissons une taille des données $N = 2048$ et $SNR = 16$ dB. Les résultats de simulations sont montrés dans la figure 4.6.

À partir de la figure 4.6, nous pouvons conclure que notre algorithme est capable de trouver la réponse impulsionnelle du canal BRAN B qui est similaire à la réponse réelle.

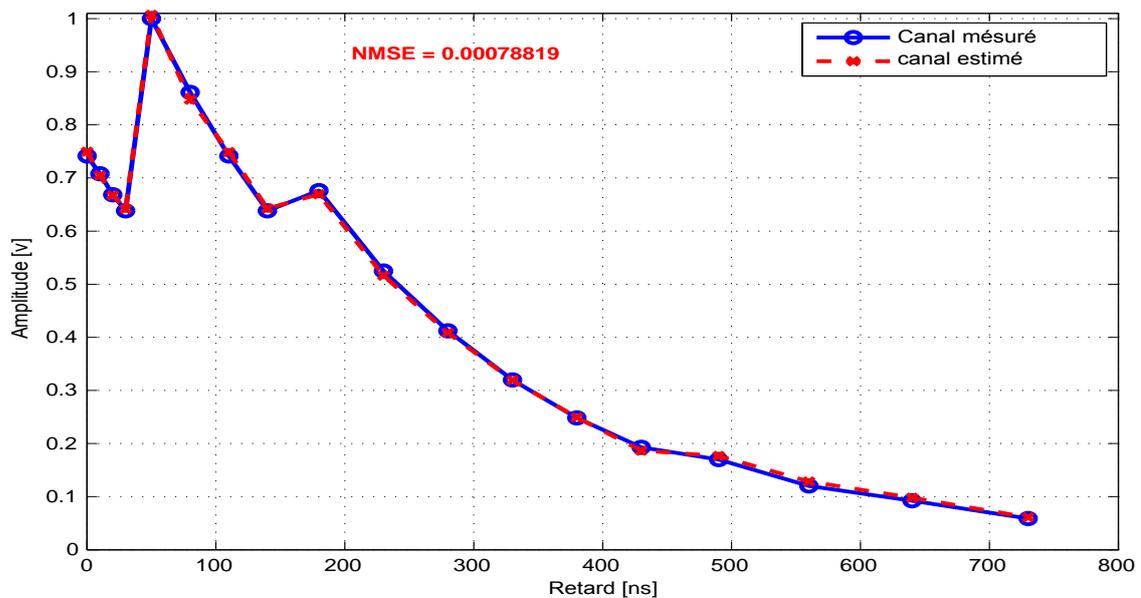


FIGURE 4.6 – Estimation de l'amplitude du canal BRAN B pour une taille d'échantillons $N = 2048$ et pour un $SNR = 16$ dB.

Dans la figure 4.7, nous avons considéré une mauvaise situation dans l'estimation de réponse impulsionnelle en utilisant l'algorithme proposé : à savoir des petites tailles des échantillons

($N = 256$) et un rapport SNR très faible ($SNR = 0 \text{ dB}$: puissance du bruit la même que celle du signal utile).

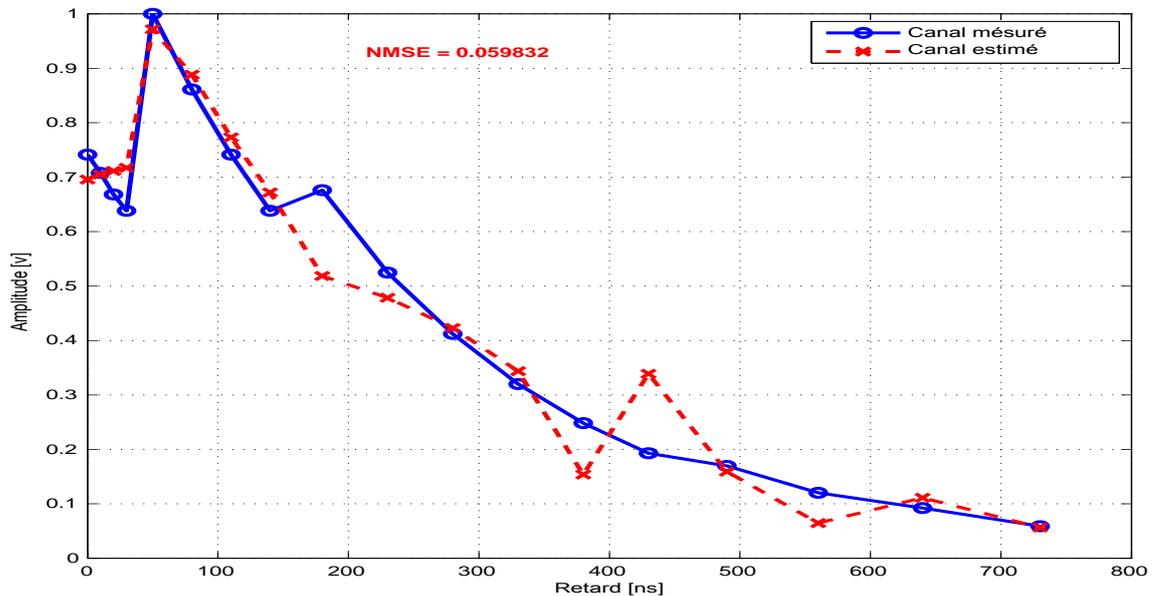


FIGURE 4.7 – Estimation de l'amplitude du canal BRAN B pour une taille d'échantillons $N = 256$ et pour un $SNR = 0 \text{ dB}$.

Dans les mauvaises conditions ($N = 256$ et $SNR = 0 \text{ dB}$), les résultats obtenus sont illustrés dans la figure 4.7. Nous constatons que les deux courbes (mesurée et estimée) ne sont pas identiques, mais elles suivent la même allure, avec une faible valeur NMSE (NMSE=0.059).

4. Comparaison entre la méthode proposée et l'Algorithme RLS

Nous considérons des données avec des différentes tailles N et le rapport signal sur bruit $SNR = 4 \text{ dB}$, où le canal d'entrée est entraîné par un signal non-gaussien $x(n)$. Les données reçues sont corrompues par un bruit gaussien $b(n)$.

4.1. Identification du canal BRAN A

Dans les figures 4.8, 4.9 et 4.10, nous montrons l'efficacité de l'estimation des paramètres du canal BRAN A, en utilisant l'algorithme RLS et l'algorithme proposé basé sur les noyaux définis positifs, pour une taille de données variant entre $N = 2^{10}$ et $N = 2^{18}$, la valeur du rapport SNR est de 4 dB .

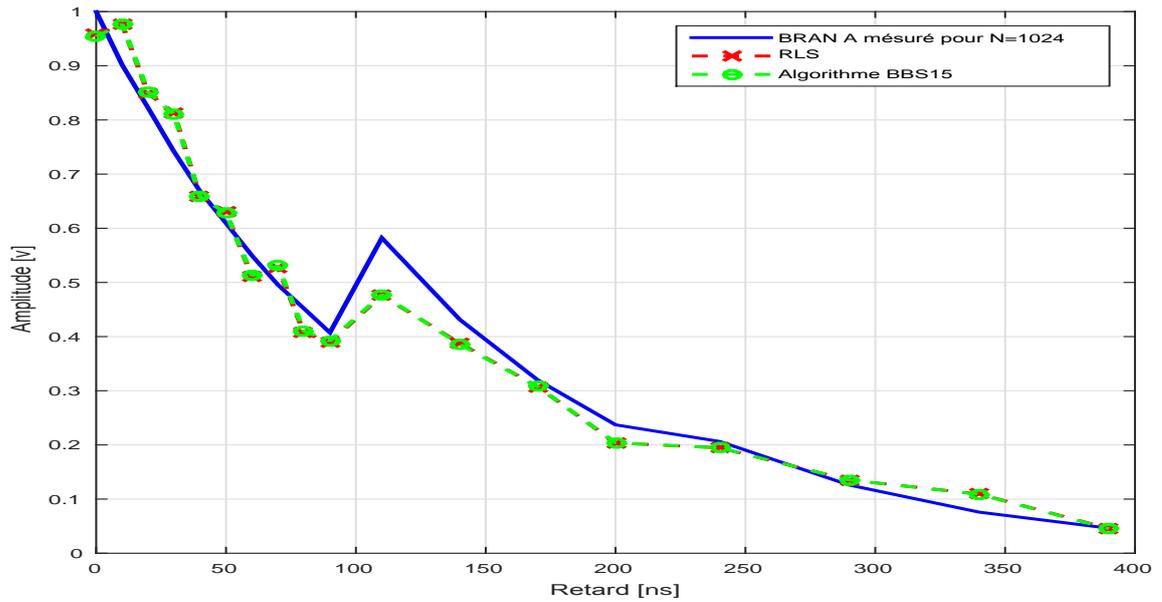


FIGURE 4.8 – Identification du canal BRAN A pour une taille d'échantillons $N = 2^{10}$ et $SNR = 4 \text{ dB}$ en utilisant le RLS et l'algorithme proposé BBS15 basé sur les noyaux définis positifs.

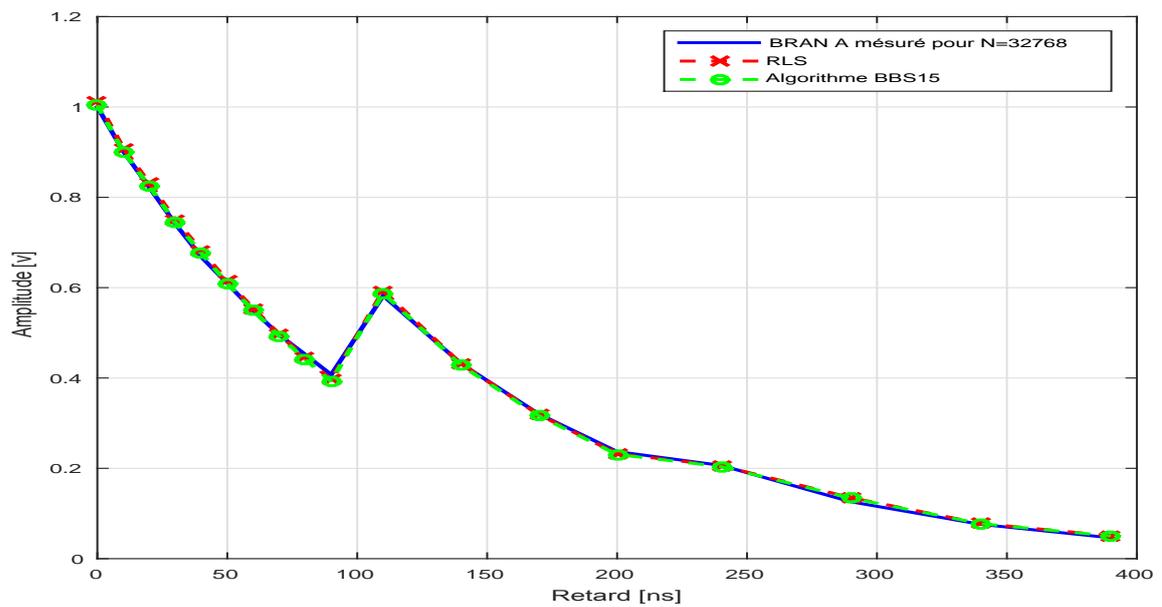


FIGURE 4.9 – Identification du canal BRAN A pour une taille d'échantillons $N = 2^{15}$ et $SNR = 4 \text{ dB}$ en utilisant le RLS et l'algorithme proposé basé sur les noyaux définis positifs.

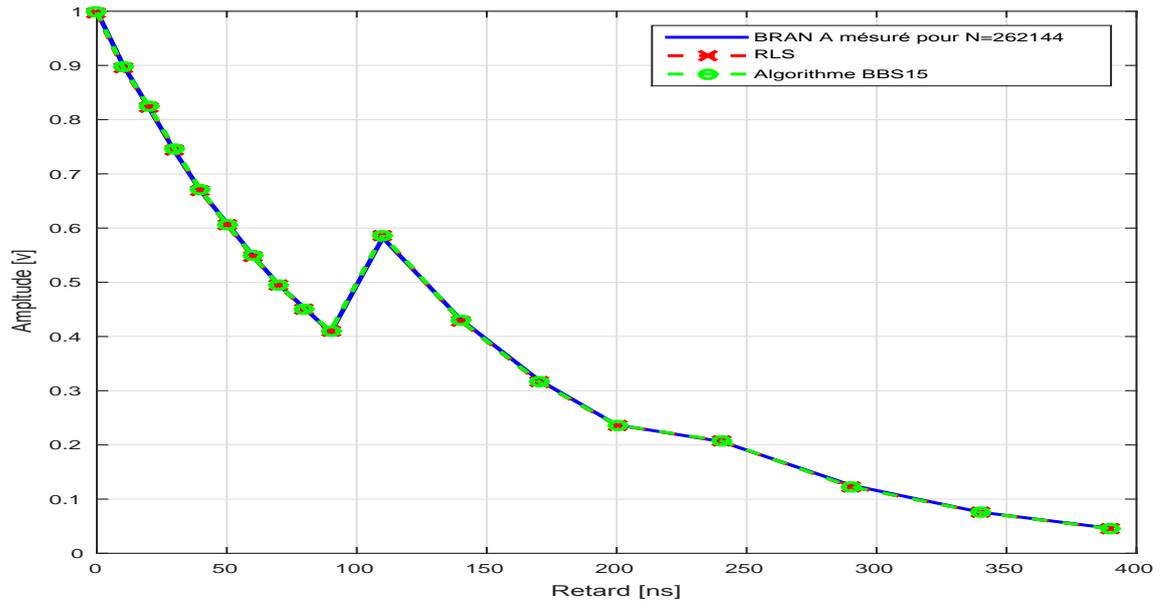


FIGURE 4.10 – Identification du canal BRAN A pour une taille d'échantillons $N = 2^{18}$ et $SNR = 4 \text{ dB}$ en utilisant le RLS et l'algorithme proposé BBS15 basé sur les noyaux définis positifs.

À partir de la figure 4.8, Nous observons l'influence de la taille des données sur l'identification des paramètres. Nous remarquons que si la taille des données augmente $N > 2^{15}$, nous obtenons des bons résultats, même si la valeur du SNR très faible ($SNR = 4 \text{ dB}$). Une chose qui est normale puisque, pour une valeur de SNR fixe, l'identification du canal est proportionnelle à la taille des données : plus la taille de données est grande plus notre méthode devient capable d'identifier le canal.

4.2. Identification du canal BRAN E

Maintenant, nous identifions la réponse impulsionnelle pour différentes tailles des signaux d'entrée N .

Les figures 4.11, 4.12 et 4.13 représentent l'amplitude estimée du canal Bran E pour différentes tailles d'échantillons en utilisant les deux algorithmes : RLS et BBS15.

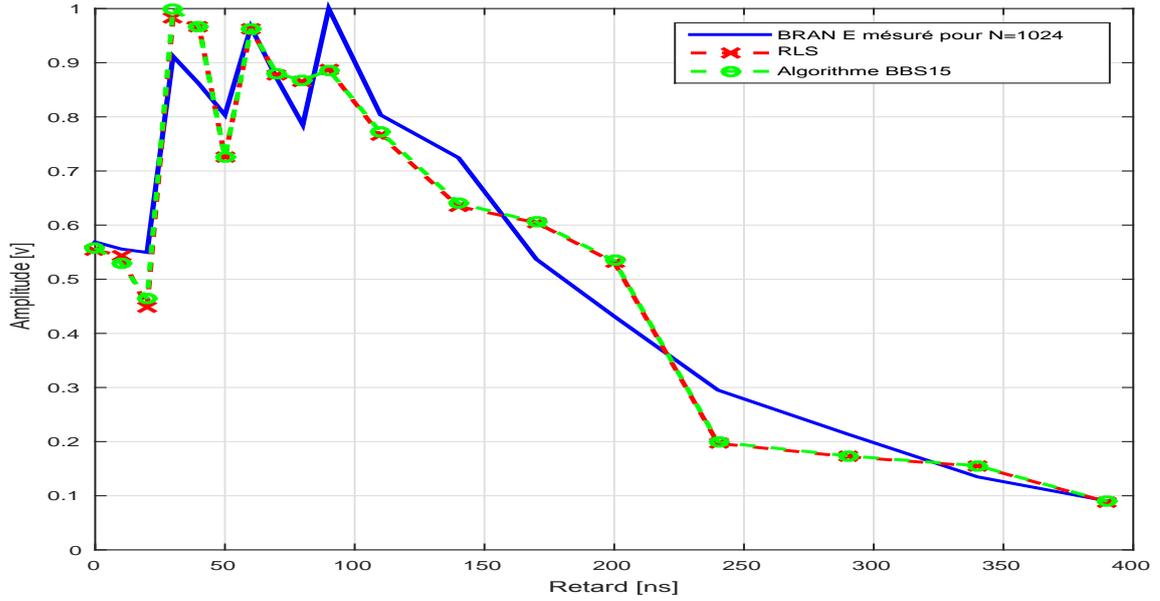


FIGURE 4.11 – Identification du canal BRAN E pour une taille d'échantillons $N = 2^{10}$ et $SNR = 4 \text{ dB}$ en utilisant l'algorithme RLS et l'algorithme proposé.

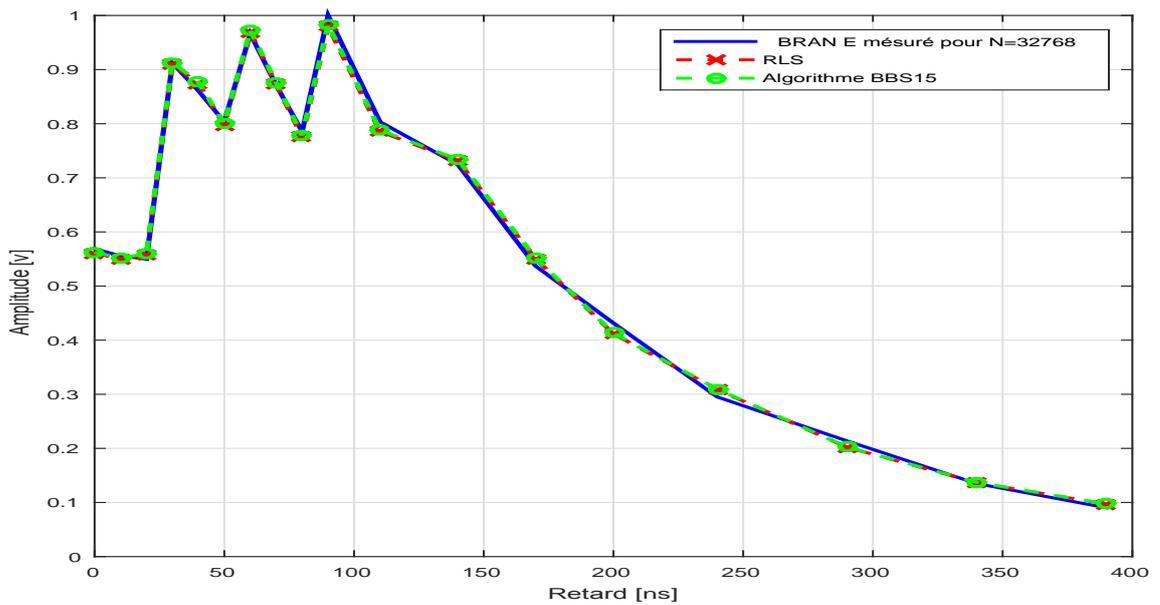


FIGURE 4.12 – Identification du canal BRAN E pour une taille d'échantillons $N = 2^{15}$ et $SNR = 4 \text{ dB}$ en utilisant l'algorithme RLS et l'algorithme proposé.

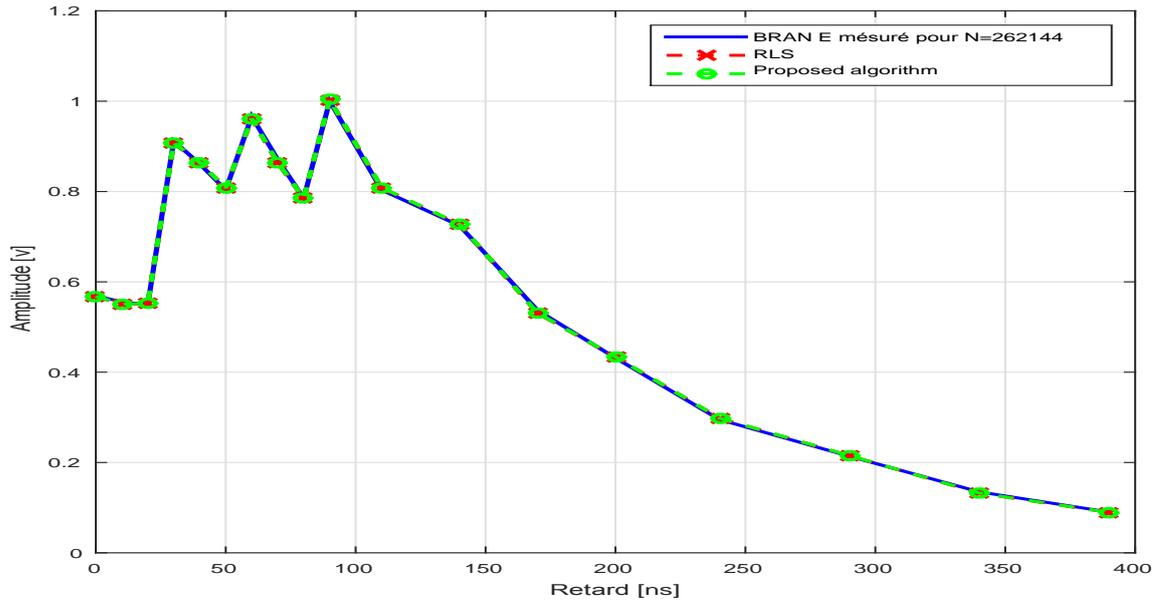


FIGURE 4.13 – Identification du canal BRAN E pour une taille d'échantillons $N = 2^{18}$ et $SNR = 4 \text{ dB}$ en utilisant le RLS et l'algorithme proposé.

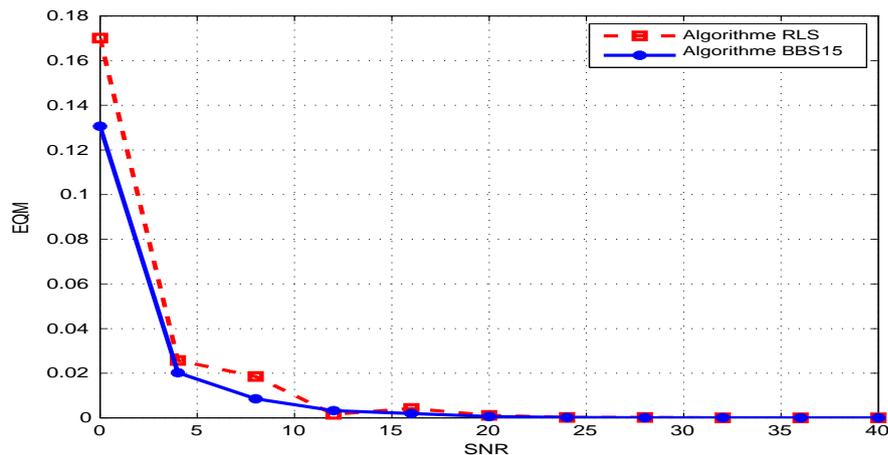


FIGURE 4.14 – EQM pour différents SNR, $N = 1024$ et pour le canal BRAN E

À partir de la figure 4.14, les simulations montrent que la méthode du noyau donne des erreurs quadratiques moyennes assez faibles par rapport à l'algorithme RLS. À partir de $SNR = 20 \text{ dB}$, nous observons que le bruit n'a pas *presque* d'influence sur le signal utile.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un algorithme basé sur des méthodes à noyaux définis positifs. Cet algorithme est utilisé pour l'estimation des paramètres du canal pour des canaux (BRAN et Proakis). Les résultats de la simulation montrent la précision de l'algorithme proposé, BBS15, pour l'estimation des paramètres des canaux (Canaux Proakis et BRAN) dans des environnements bruités et aussi pour des petites tailles d'échantillons comparativement à l'algorithme RLS.

Notre intérêt principal de l'identification est de fournir également des résultats concernant la récupération des symboles transmis en utilisant les estimations du canal obtenus à partir des méthodes proposées dans le cas SISO. Dans le chapitre 5, nous nous concentrons sur la

performance des algorithmes proposés compte tenu d'autres scénarios tels que le nombre d'utilisateurs. Dans la partie de l'égalisation de la liaison descendante du système MC-CDMA, nous allons évaluer les algorithmes proposés précédemment en utilisant l'égaliseur de la combinaison à restauration d'orthogonalité (ZF) et l'égaliseur de la combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE).

Chapitre 5

Applications des algorithmes d'identification à l'égalisation des systèmes MC-CDMA

1. Introduction

Dans un système de communication, l'émetteur et le récepteur sont indépendants et la transmission se fait dans des conditions réelles. Les acteurs dans les systèmes de communications communiquent à travers un système constitué par le canal de transmission appelé habituellement canal radio mobile. De manière générale, des traitements sont importants de coté du récepteur car le signal émis connaît des distorsions dans les systèmes sans fil. Ces distorsions sont très gênantes car elles génèrent des signaux parasites dans la bande utile et qui peuvent résulter aux échos, bruits, atténuation ou même une disparition de certaines composantes fréquentielles du signal. De plus, dans le cas des communications numériques, l'aspect multi-utilisateur doit être pris en compte car le canal de transmission est partagé et des interférences sont à craindre. Le signal émis reste irréversible sans aucun traitement préliminaire du coté du récepteur devant ces perturbations. Pour cela, les techniques d'estimation et d'égalisation du canal ont pour but d'améliorer les performances du système de transmission, en éliminant les parasites engendrés durant la transmission.

2. Estimation des canaux de communication mobile pour le système MC-CDMA

Comme nous l'avons vu aux chapitres précédents (2 et 3), l'identification des coefficients du canal pour notre système MC-CDMA repose sur les algorithmes d'identification présentés précédemment. Pour cela, nous mettons en œuvre le traitement en émission et en réception. Du côté de l'émetteur, nous considérons un symbole MC-CDMA dévoué aux symboles pilotes par trame, ainsi la réponse impulsionnelle du canal peut être récupérée sur toutes les sous-porteuses. Pour différents scénarios de la transmission, le nombre de symboles MC-CDMA par trame doit alors être désigné.

À propos du symbole pilote, nous considérons des séquences pseudo-aléatoires afin de générer une séquence de N échantillons. Cette dernière est modulée en BPSK, puis son amplitude est augmentée de sorte à avoir une même dynamique que celle des données. Du côté du récepteur, L'estimation des coefficients $H(k)$ du canal est alors simplement trouvée par les algorithmes d'identification cités auparavant à l'aide des statistiques d'ordre supérieur et les méthodes à noyaux.

L'égaliseur va pouvoir désigner les coefficients d'égalisation $G(k)$ en se servant des coefficients $H(k)$ estimés. Cependant, il existe plusieurs techniques pour déterminer les $G(k)$. Ces techniques sont présentées sous le terme de techniques de détection. Dans la section 3.2. de ce chapitre, nous citons quelques techniques de détection telles que la combinaison à restauration d'orthogonalité (Zero Forcing : ZF) et la combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean Square Error : MMSE).

2.1. Canaux radio mobiles BRAN

Le projet Radio Broadband Access Networks (BRAN) a été créé en Avril 1997 par l'Institut des Télécommunications de Normalisation Européenne (ETSI). L'ETSI a normalisé cinq modèles de canaux pratiques à évanouissement très rapide. Ces modèles représentent différents scénarios de transmission qui commencent du l'intérieur de bureau pour le canal BRAN A et qui arrivent à l'extérieur pour le canal BRAN E. Ils ont l'objectif d'exploiter l'opportunité offerte par la combinaison de la radio à large bande et la technologie de réseau local d'une radio d'accès fixe pour répondre aux besoins des futures applications et services multimédias. Chaque modèle est composé de 18 trajets dont l'amplitude des retards suit une décroissance exponentielle. Une largeur de bande de $20MHz$ a été allouée dans la bande des $5.2GHz$ pour la mise en oeuvre de ces réseaux locaux.

Dans ce paragraphe nous considérons cinq canaux pratiques (BRAN A, B, C, D, et E) à $N_T = 18$ trajets. Ces modèles utilisent des propriétés à savoir l'étalement des retards et les différents scénarios de propagation. Le tableau 5.1 représente les caractéristiques de ces canaux [2].

TABLEAU 5.1 – Modèles de canaux pour les systèmes BRAN proposés par l'ETSI [2].

Canal	Étalement des retards	Visibilité	Environnement
A	50 ns	NLOS	Intérieur, zone fermée, type bureau
B	100 ns	NLOS	Intérieur, zone ouverte
C	150 ns	NLOS	Idem canal BRAN B avec des points d'accès différents
D	140 ns	LOS	Idem canal BRAN B avec trajet direct
E	250 ns	NLOS	Zone ouverte étendue, type hall d'exposition

2.1.1. Canal BRAN A

Le modèle représentant le canal BRAN A, constitué par 18 trajets, est donné par l'équation (5.1) qui modélise sa réponse impulsionnelle :

$$h(n) = \sum_{i=0}^{N_T} h_i \delta(n - \tau_i) \quad (5.1)$$

Où $\delta(n)$ représente la fonction de Dirac, h_i est l'amplitude du trajet i , $N_T = 18$ est le nombre de trajets et τ_i et le retard temporel (à partir de l'origine) du trajet i . Dans le tableau 5.2, nous avons représenté les valeurs de la réponse impulsionnelle du canal BRAN A.

Le tableau 5.2 et la figure 5.1 présentent le profil retard-amplitude du canal BRAN A retenu. Sur la figure, on distingue trois séries de trajets pour chacune une décroissance exponentielle et une variation régulière des retards.

TABLEAU 5.2 – Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN A

Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]	Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]
0	0	90	-7.8
10	-0.9	110	-4.7
20	-1.7	140	-7.3
30	-2.6	170	-9.9
40	-3.5	200	-12.5
50	-4.3	240	-13.7
60	-5.2	290	-18
70	-6.1	340	-22.4
80	-6.9	390	-26.7

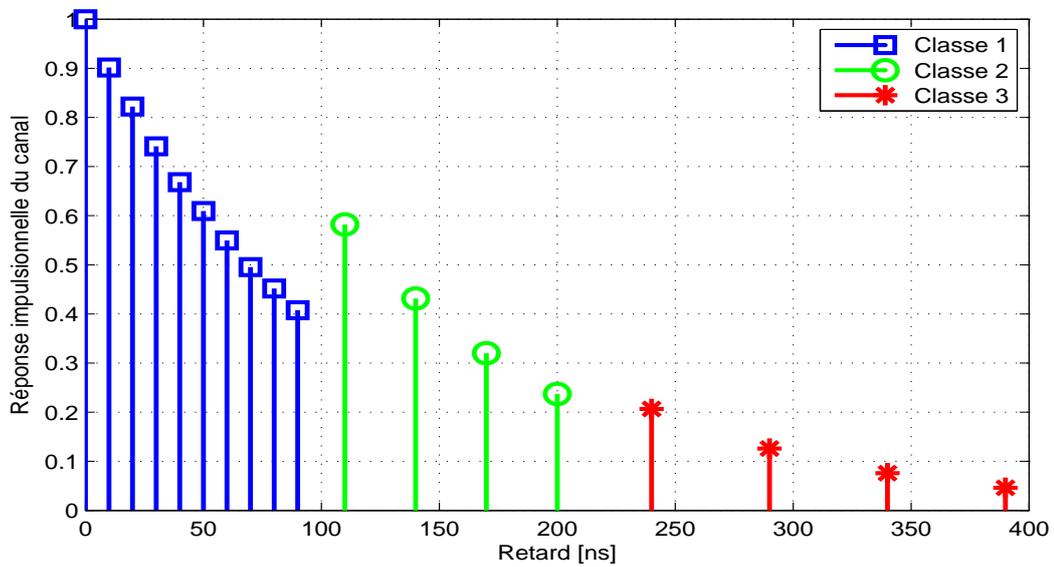


FIGURE 5.1 – Réponse impulsionnelle du canal BRAN A en fonction des délais du trajet.

2.1.2. Canal BRAN B

Ce canal est aussi constitué de 18 trajets et est présenté par l'équation (5.1). Les caractéristiques de ce modèle sont présentées dans le tableau 5.3 et la figure 5.2.

Nous remarquons également que la réponse impulsionnelle de ce canal est décomposée en 4 groupes. Nous pouvons également noter que les trajets suivent une décroissance exponentielle et les variations des retards sont constantes pour chacune des trois premières classes et la dernière suit une croissance au niveau des pas des retards.

TABLEAU 5.3 – Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN B

Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]	Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]
0	-2.6	230	-5.6
10	-3.0	280	-7.7
20	-3.5	330	-9.9
30	-3.9	380	-12.1
50	0	430	-14.3
80	-1.3	490	-15.4
110	-2.6	560	-18.4
140	-3.9	640	-20.7
180	-3.4	730	-24.6

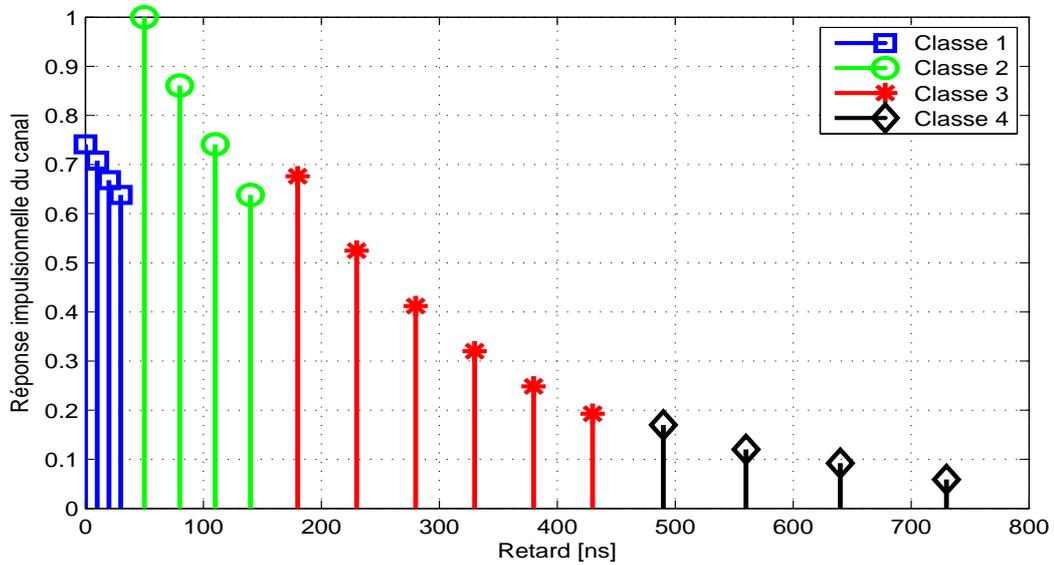


FIGURE 5.2 – Réponse impulsionnelle du canal BRAN B en fonction des délais du trajet.

2.1.3. Canal BRAN C

L'équation (5.1) représente également le modèle du canal BRAN C. Ce dernier est caractérisé par 18 trajets. Ce canal est mesuré dans des zones ouvertes à l'intérieur avec des points d'accès différents. La nature de ce modèle est illustrée dans le tableau 5.4 et dans la figure 5.3. À partir du tableau 5.4, on distingue 4 clusters.

TABLEAU 5.4 – Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN C

Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]	Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]
0	-3.3	230	-3.0
10	-3.6	280	-4.4
20	-3.9	330	-5.9
30	-4.2	400	-5.3
50	0	490	-7.9
80	-0.9	600	-9.4
110	-1.7	730	-13.2
140	-2.6	880	-16.3
180	-1.5	1050	-21.2

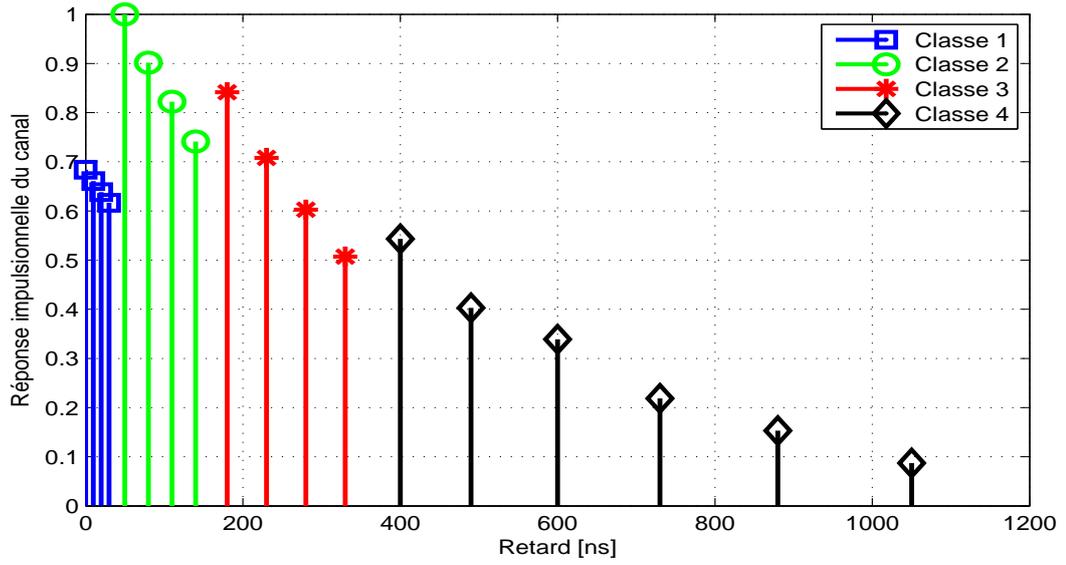


FIGURE 5.3 – Réponse impulsionnelle du canal BRAN C en fonction des délais du trajet.

2.1.4. Canal BRAN D

Ce modèle est similaire au canal BRAN B à seule différence du trajet direct. Le tableau 5.5 et la figure 5.4 éclaircissent ces propriétés.

TABLEAU 5.5 – Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN D

Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]	Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]
0	0	230	-9.4
10	-10	280	-10.8
20	-10.3	330	-12.3
30	-10.6	400	-11.7
50	-6.4	490	-14.3
80	-7.2	600	-15.8
110	-8.1	730	-19.6
140	-9.0	880	-22.7
180	-7.9	1050	-27.6

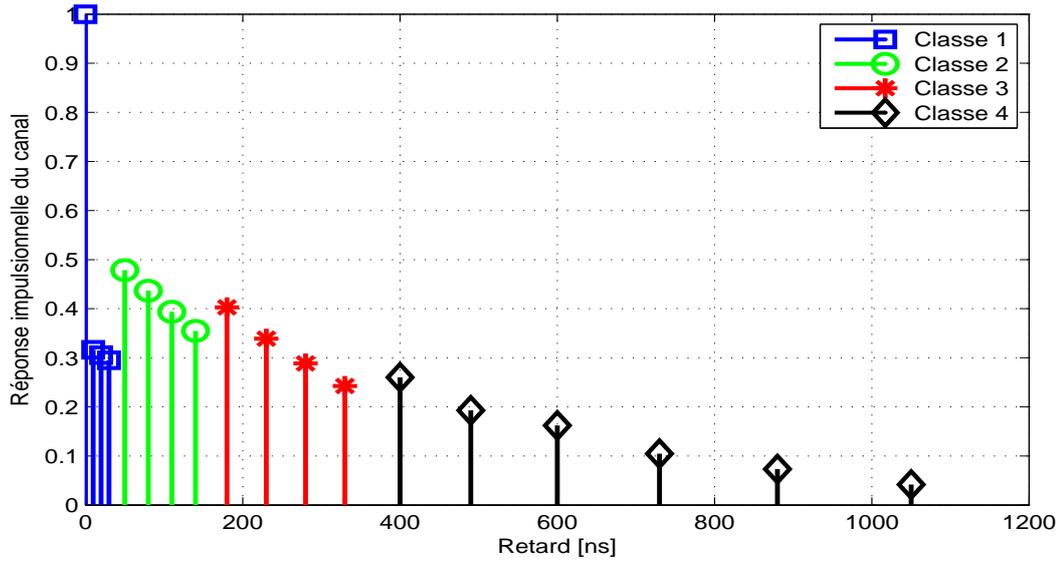


FIGURE 5.4 – Réponse impulsionnelle du canal BRAN D en fonction des délais du trajet.

2.1.5. Canal BRAN E

Au contraire du modèle BRAN A, ce modèle est destiné aux zones ouvertes étendues à savoir les halls d'exposition, les aéroports, etc. Le tableau 5.6 représente le profil retard-amplitude de ce canal et la figure 5.5 illustre ses réponses impulsionnelles.

TABLEAU 5.6 – Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN E

Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]	Retard τ_i [ns]	Amplitude h_i [dB]
0	-4.9	320	0
10	-5.1	430	-1.9
20	-5.2	560	-2.8
40	-0.8	710	-5.4
70	-1.3	880	-7.3
100	-1.9	1070	-10.6
140	-0.3	1280	-13.4
190	-1.2	1510	-17.4
240	-2.1	1760	-20.9

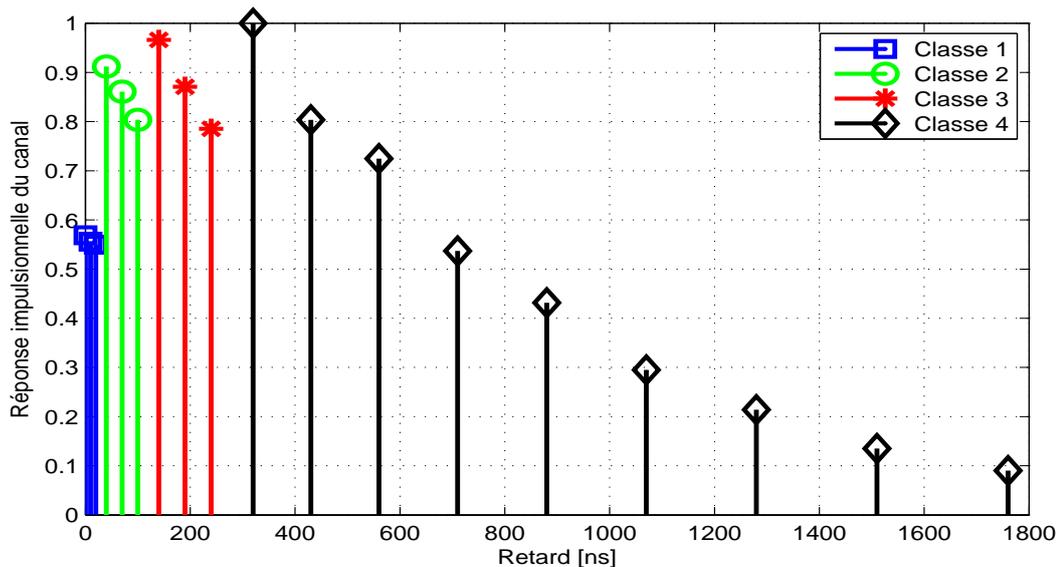


FIGURE 5.5 – Réponse impulsionnelle du canal BRAN E en fonction des délais du trajet.

2.2. Analyse des résultats et simulations

Dans cette partie, nous présentons les paramètres estimés de la réponse impulsionnelle des canaux radio mobiles (les canaux BRAN décrits précédemment dans la partie 2.1.), pour différents rapports SNR et pour différents nombre d'échantillons. Cette estimation est basée sur l'algorithme proposé décrit auparavant dans la section 2. du chapitre 4. Dans la partie suivante, nous présentons l'estimation de l'amplitude et de la phase de la réponse impulsionnelle des cinq modèles de canaux synthétiques (BRAN A, B, C, D et E).

2.2.1. Estimation du canal BRAN A

Comme nous avons déjà vu, ce modèle est composé de 18 trajets ($N_T = 18$), leurs paramètres sont classés en 3 parties dont les neuf premiers sont très grands par rapport aux autres. Donc, Nous estimons seulement les 9 premiers importants afin de connaître si on peut diminuer le nombre de paramètres de la réponse impulsionnelle du canal BRAN A. Dans la figure 5.6, nous remarquons que les allures de l'amplitude et de la phase des 9 premiers paramètres se superposent presque avec celles des 18 trajets. Donc, on peut considérer les neuf premiers trajets pour l'estimation du canal BRAN A.

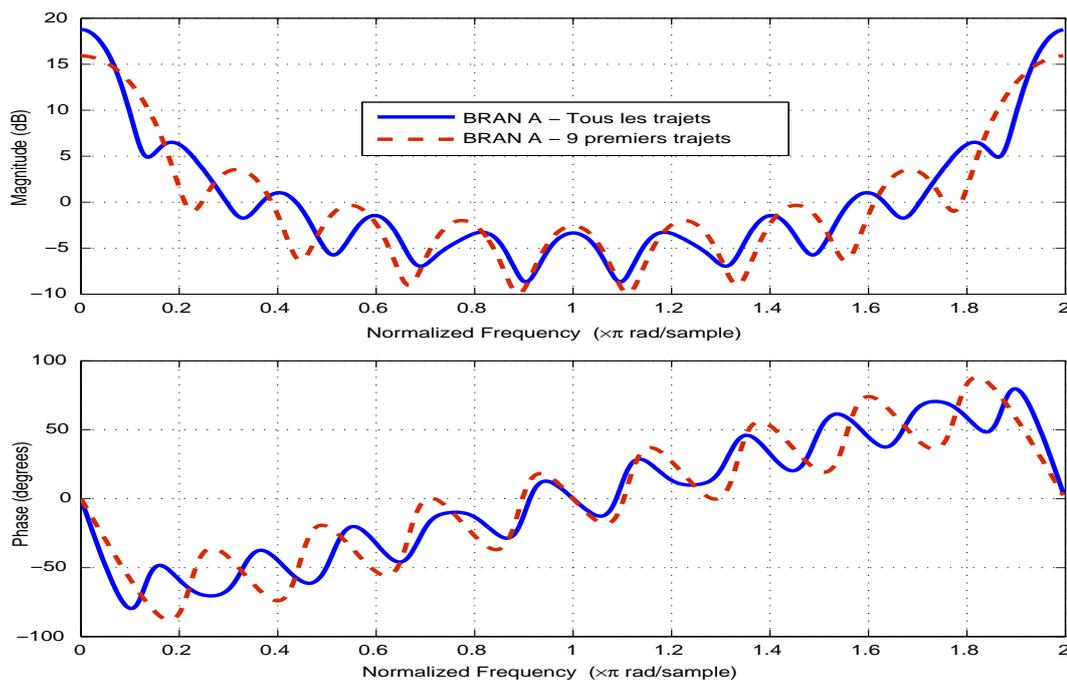


FIGURE 5.6 – Amplitude et phase du canal BRAN A en utilisant les 9 premiers trajets.

L'estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN A, en utilisant l'algorithme proposé BBS15 est présentée dans la figure 5.7, pour différents nombre d'échantillons et pour un $SNR = 4$ dB. Nous remarquons que l'algorithme proposé BBS15 a des capacités pour récupérer les coefficients de la réponse impulsionnelle du canal dans un milieu assez bruité ($SNR = 4$ dB) et pour un nombre d'échantillons $N > 400$. Dans le cas où $N = 400$, nous remarquons une légère différence due à la taille d'échantillons qui est faible.

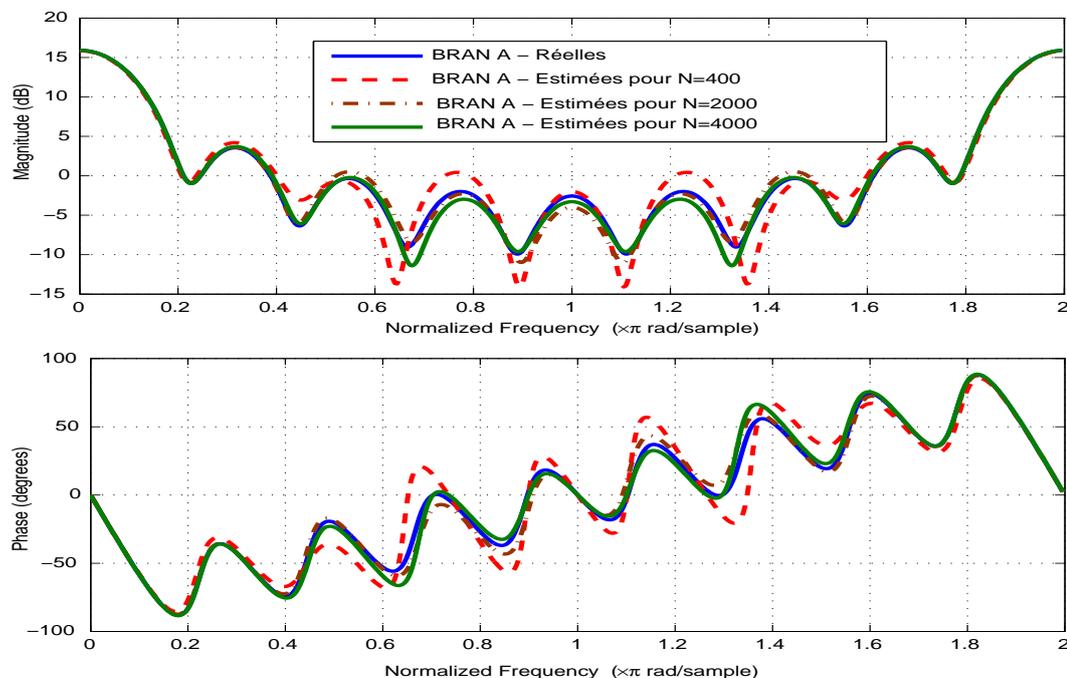


FIGURE 5.7 – Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN A pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 4$ dB.

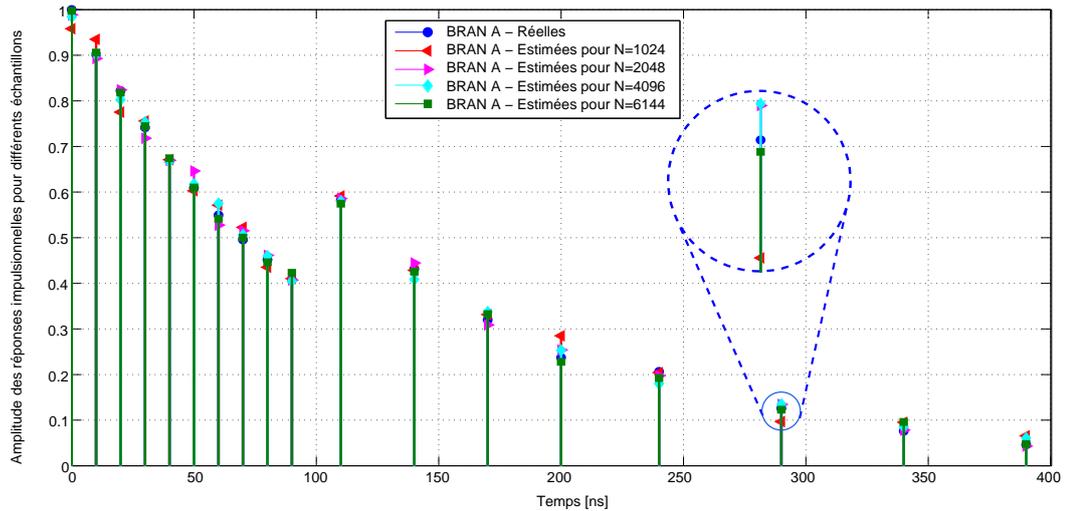


FIGURE 5.8 – Estimation de l'amplitude, du canal BRAN A, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10$ dB et pour différents nombres d'échantillons.

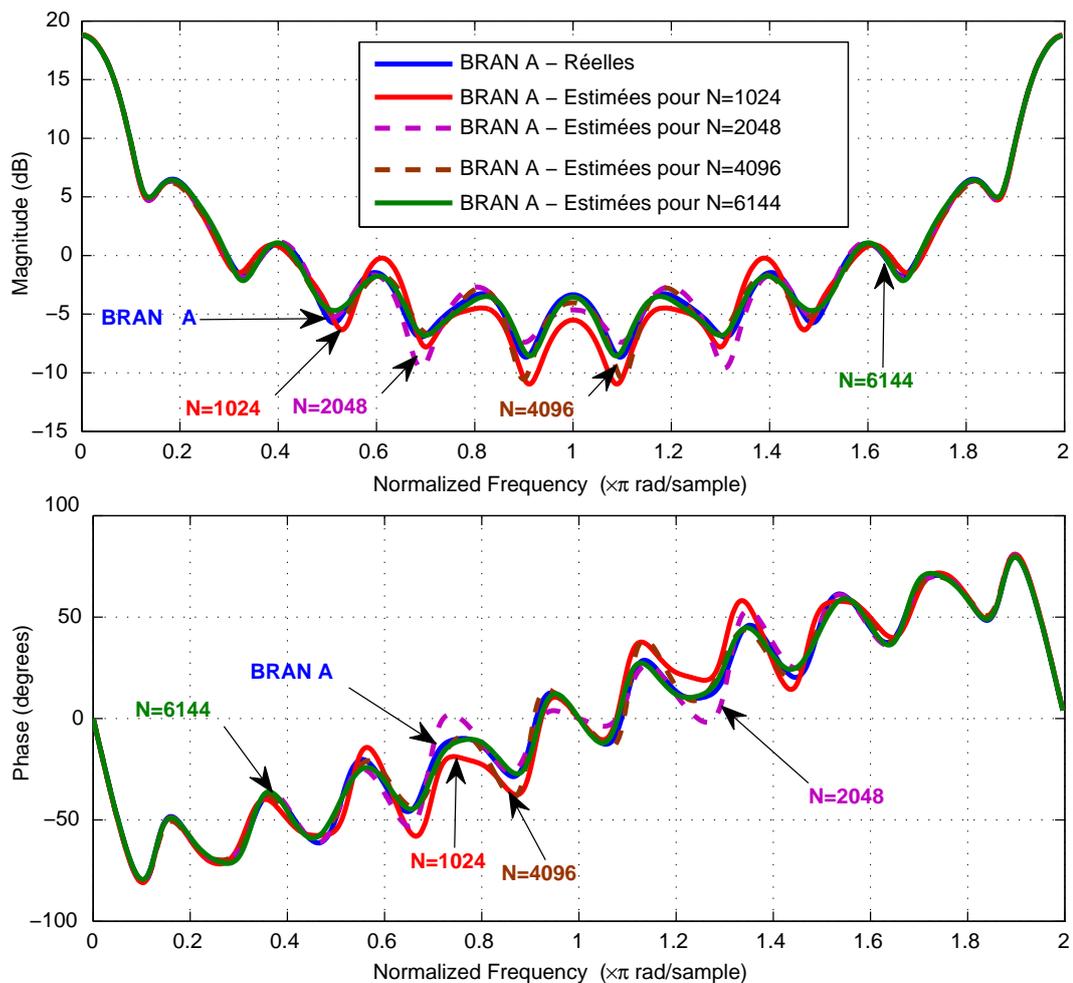


FIGURE 5.9 – Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN A pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10$ dB.

2.2.2. Estimation du canal BRAN B

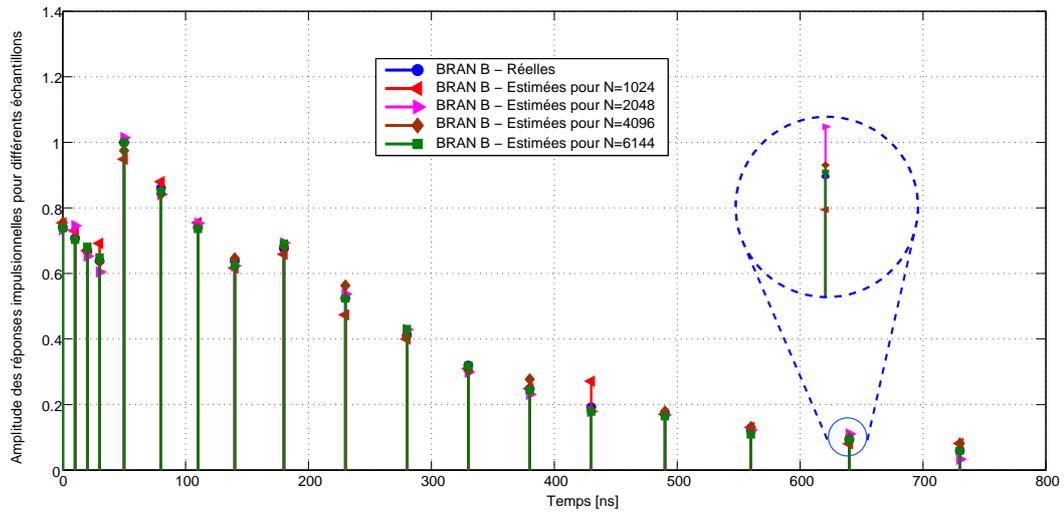


FIGURE 5.10 – Estimation de l'amplitude, du canal BRAN B, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10 \text{ dB}$ et pour différents nombres d'échantillons.

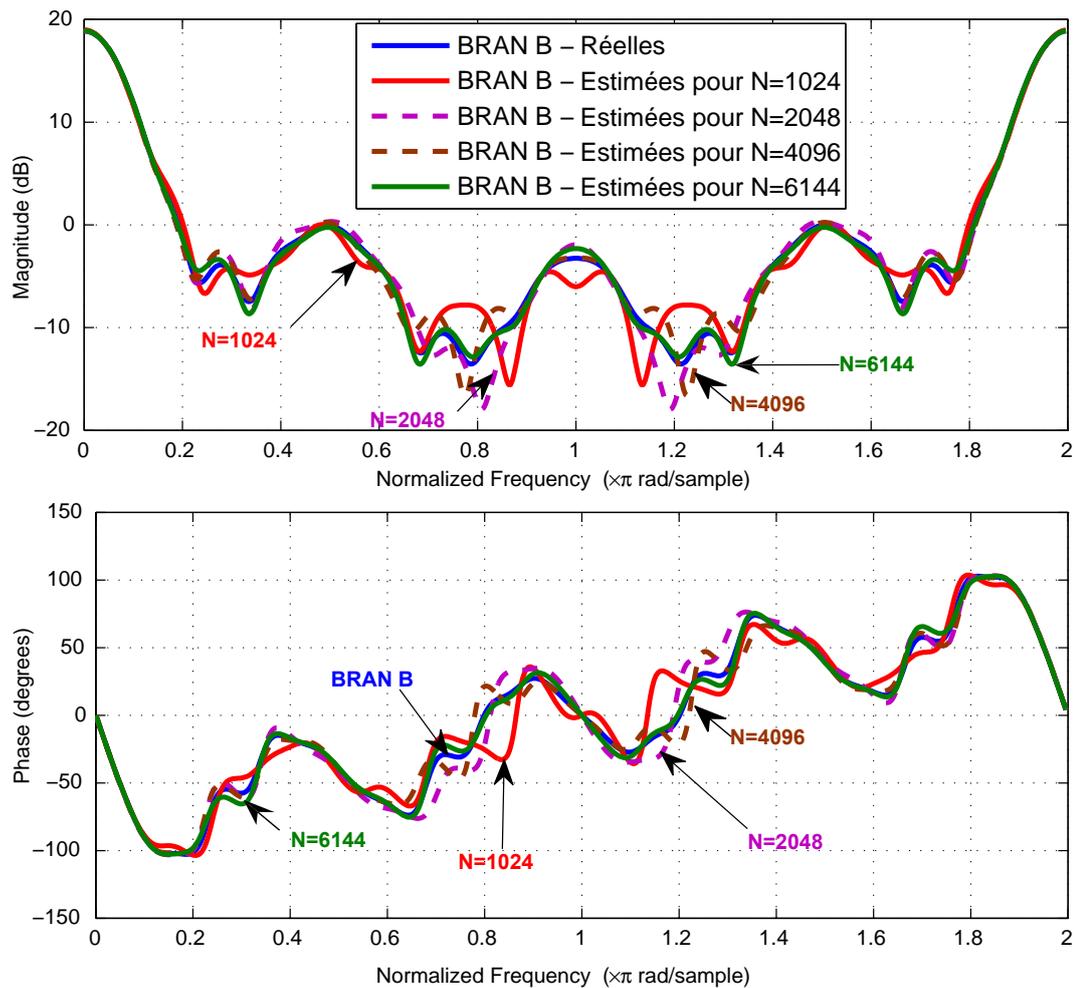


FIGURE 5.11 – Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN B pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10 \text{ dB}$.

2.2.3. Estimation du canal BRAN C

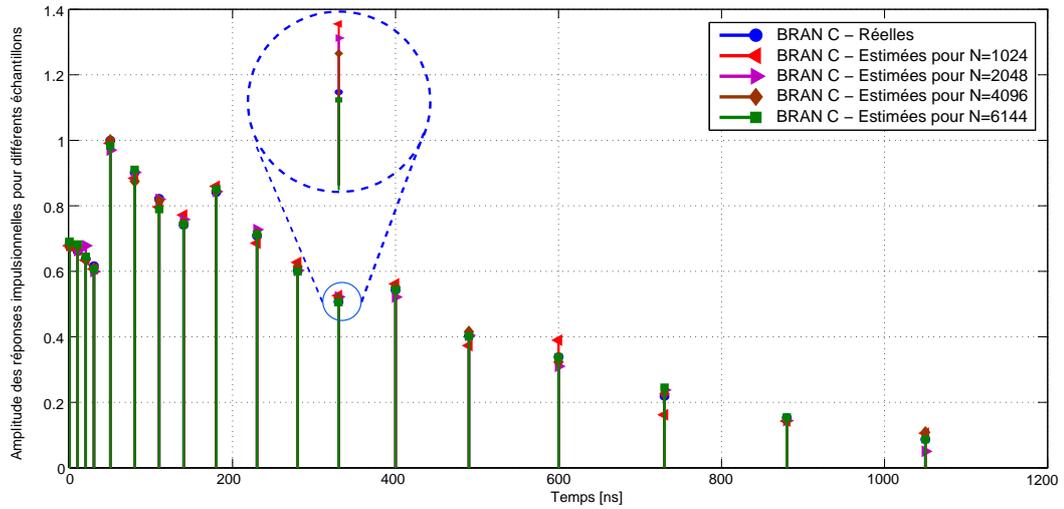


FIGURE 5.12 – Estimation de l'amplitude, du canal BRAN C, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10 \text{ dB}$ et pour différents nombres d'échantillons.

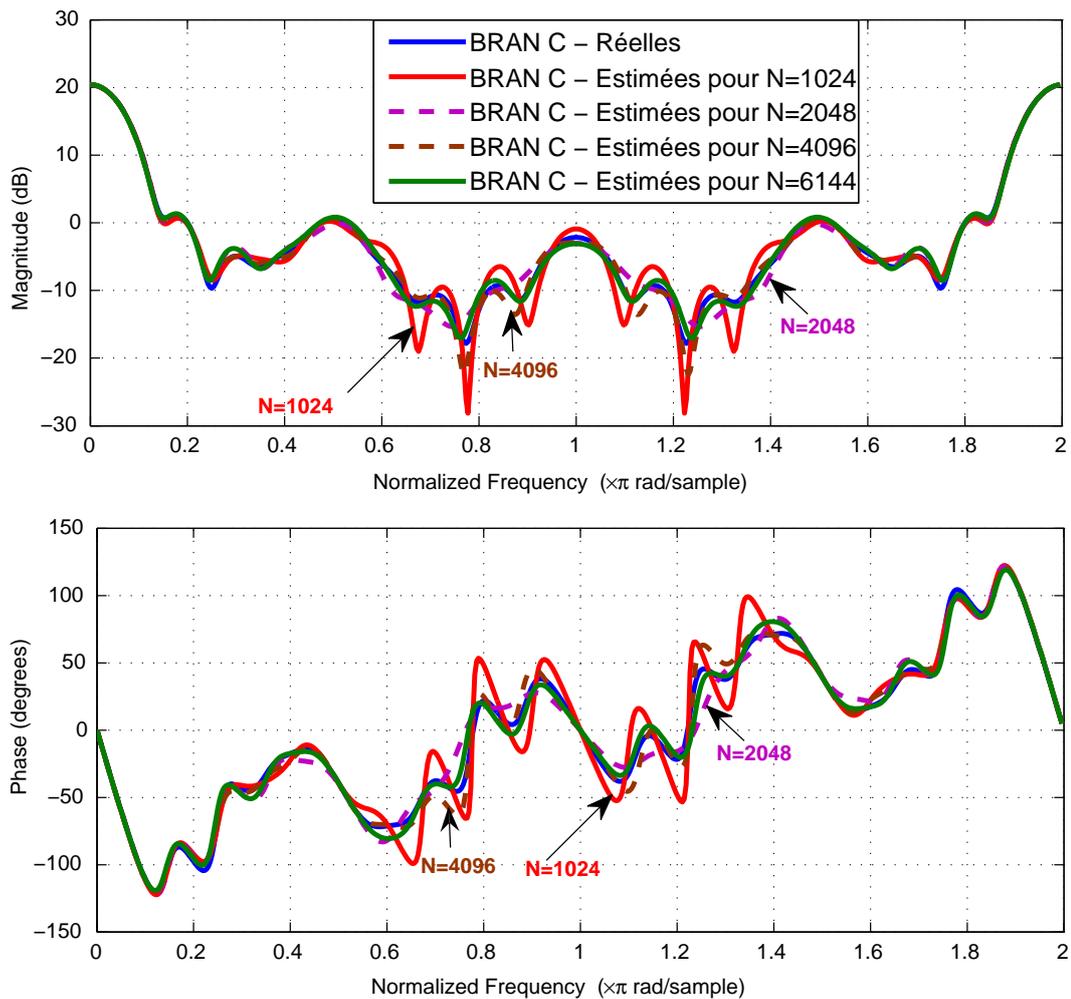


FIGURE 5.13 – Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN C pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10 \text{ dB}$.

2.2.4. Estimation du canal BRAN D

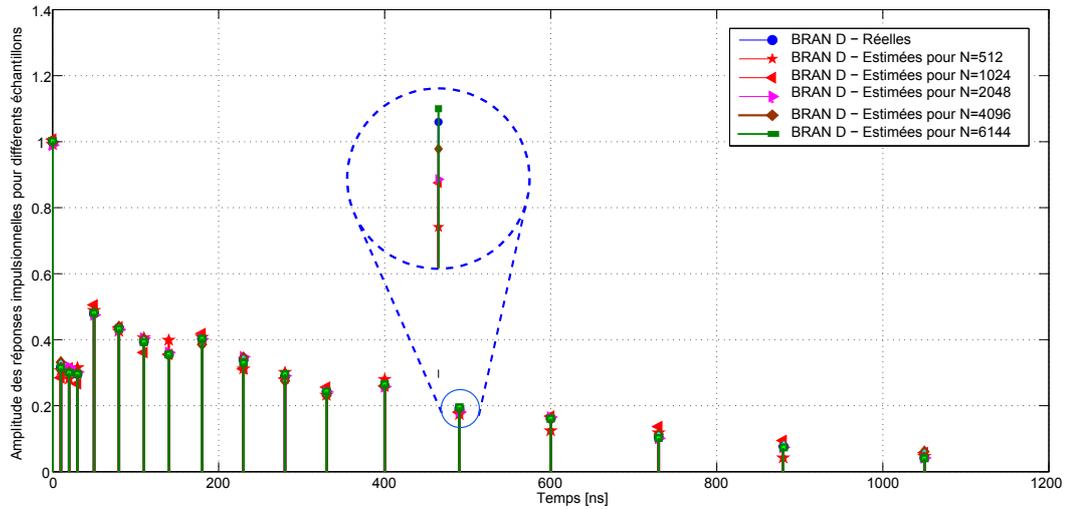


FIGURE 5.14 – Estimation de l'amplitude, du canal BRAN D, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10 \text{ dB}$ et pour différents nombres d'échantillons.

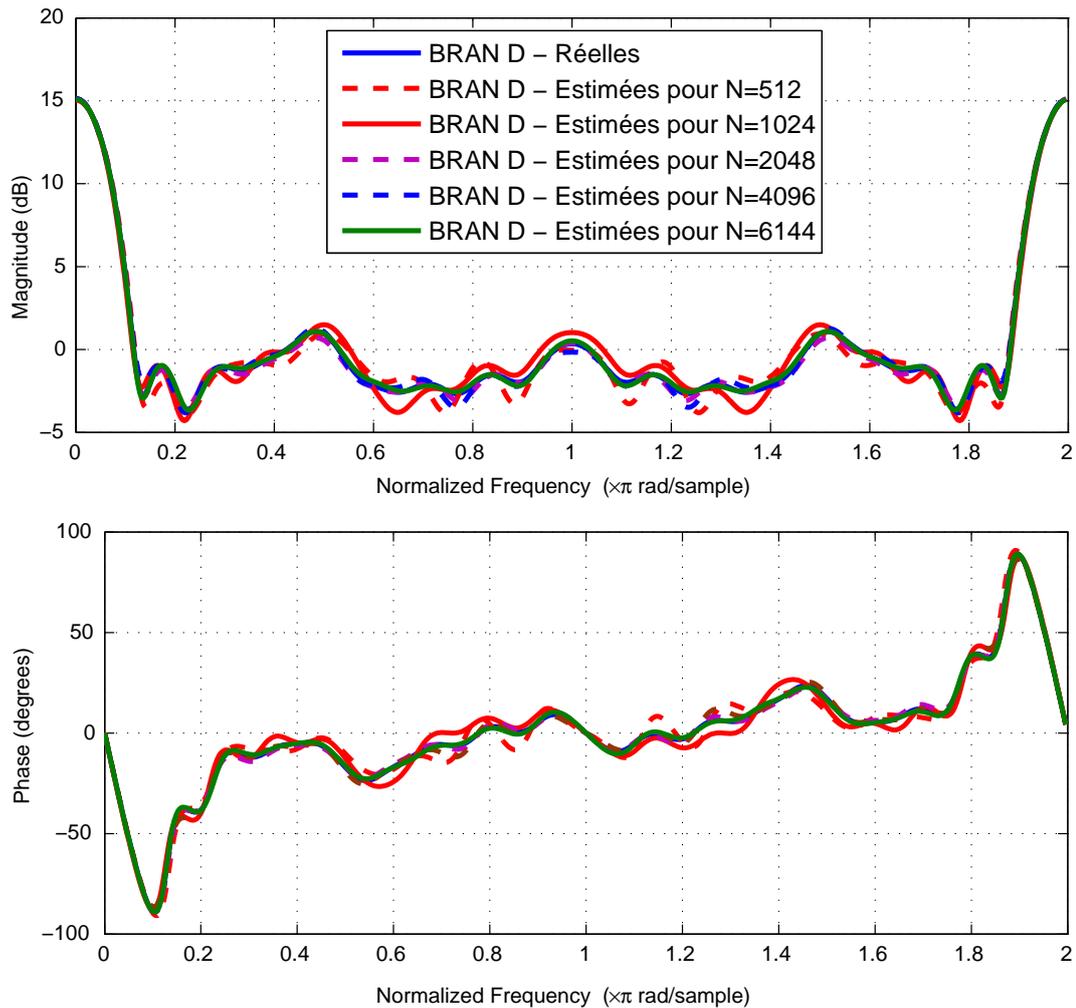


FIGURE 5.15 – Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN D pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10 \text{ dB}$.

2.2.5. Estimation du canal BRAN E

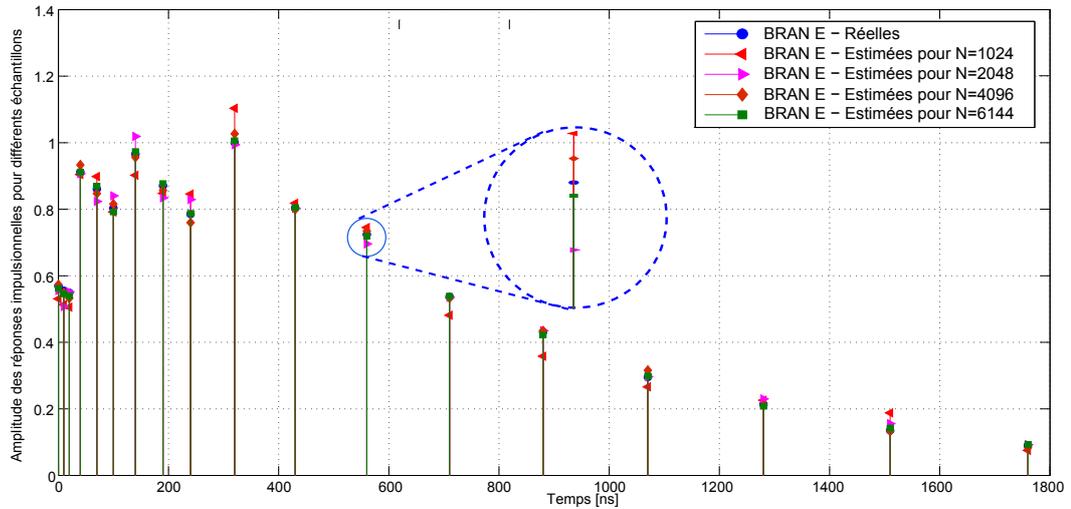


FIGURE 5.16 – Estimation de l'amplitude, du canal BRAN E, en fonction des délais des trajets dans le cas où le $SNR = 10 \text{ dB}$ et pour différents nombres d'échantillons.

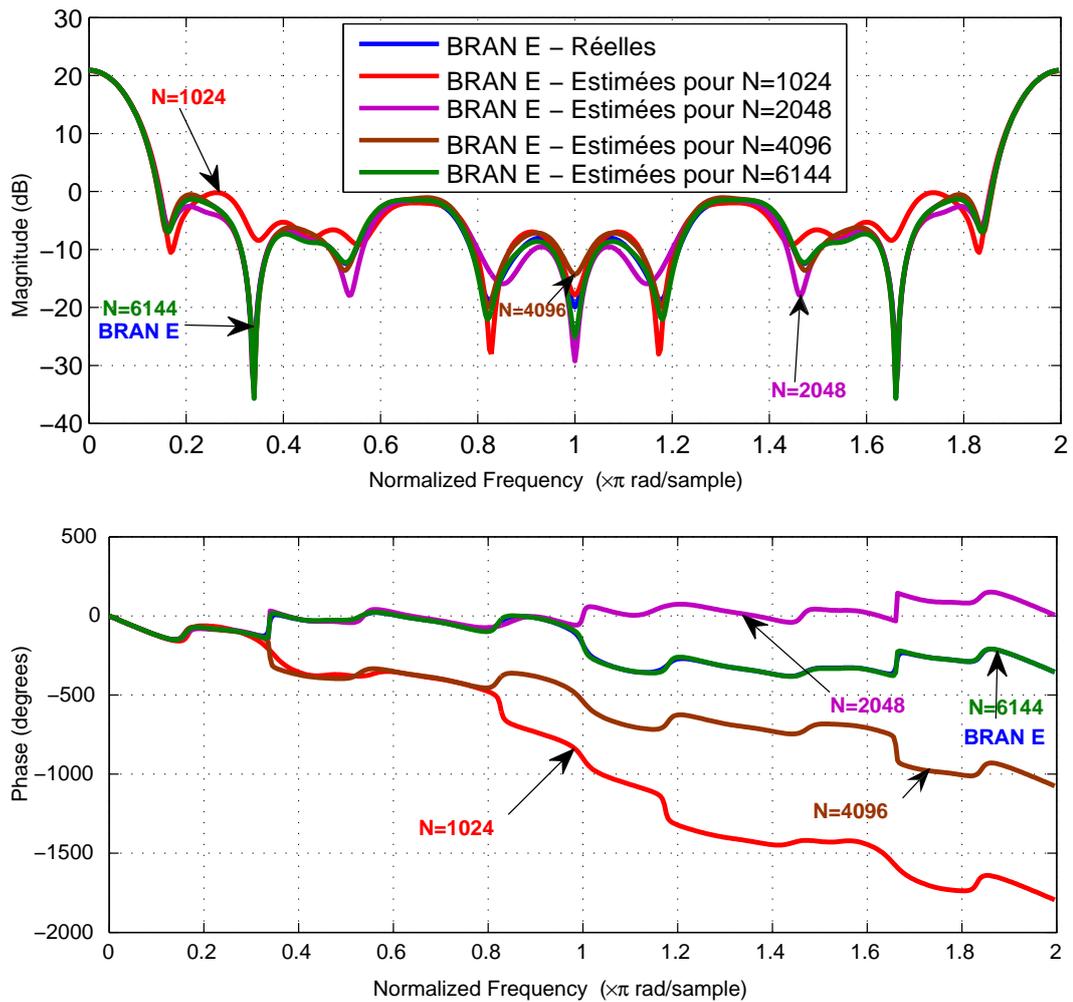


FIGURE 5.17 – Estimation de l'amplitude et de la phase du canal BRAN E pour différents nombres d'échantillons et pour un $SNR = 10 \text{ dB}$.

2.2.6. Interprétation des résultats de simulation

Les figures 5.8, 5.10, 5.12, 5.14 et 5.16 montrent l'estimation des paramètres de la réponse impulsionnelle, du canal BRAN A, en fonction des délais des trajets, en utilisant l'algorithme proposé BBS15, pour différents nombres d'échantillons N et pour un $SNR = 10$ dB.

Les estimations de l'amplitude et de la phase du canal BRAN, en utilisant l'algorithme BBS15 pour différents nombres d'échantillons et pour un rapport SNR ($SNR = 10$ dB), sont présentées dans les figures 5.9, 5.11, 5.13, 5.15 et 5.17. A partir de ces résultats, nous observons que les allures de l'amplitude et de la phase estimées, via l'algorithme proposé BBS15, ont presque la même forme que celles des données mesurées. Nous remarquons une faible différence entre les valeurs estimées et mesurées pour la taille des échantillons $N \geq 2048$, pour un $SNR = 10$ dB. Ces résultats sont très importants, car on est dans le cas des canaux à évanouissement très rapide.

3. Égalisation des systèmes MC-CDMA

La station de radiocommunication de la figure 5.18 montre l'organisation générale d'une liaison descendante synchrone entre un émetteur et les N_U terminaux mobiles basés sur la technique MC-CDMA [109, 110, 111, 112]. La conversion série-parallèle dans l'émetteur montre que chaque sous-porteuse est modulée par les données de chaque utilisateur multiplié par les jetons de leur séquence d'étalement. Afin de remédier aux perturbations introduites par le canal de transmission, il est nécessaire d'appliquer un système d'égalisation. Il existe deux types de capteurs : les détecteurs mono-utilisateur et les détecteurs multi-utilisateurs [113]. Dans le premier cas, seulement la séquence de l'utilisateur concerné est supposé être connu alors que les interférences dues à d'autres utilisateurs sont considérées comme brouilleurs. Dans l'autre cas, les séquences de tous les utilisateurs sont connus, les interférences d'accès multiple sont alors considérées comme des signaux déterministes. Ainsi, dans le cas où les N_U utilisateurs sont actifs, le signal reçu peut s'écrire comme suit :

$$r(t) = (h * x)(t) + b(t) \quad (5.2)$$

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_C}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{p=0}^{N_C-1} \beta_l(t) e^{j(2\pi v_l t + \theta_l(t))} \times \\ x_j c_{p,j} e^{2j\pi(p-N_C/2)\frac{t-\tau_l}{T_S}} + b(t) \quad (5.3)$$

$\theta_l(t) = -2\pi v_l \tau_l(t)$ est le déphasage introduit par le trajet de propagation l .

Afin de faciliter la présentation des différentes techniques de détection, on suppose un dimensionnement adéquat du système étudié. Ainsi, la durée de l'intervalle de garde T_g (ou T_{pc} préfixe cyclique) est suffisante, en veillant à aucune interférence entre les symboles et les sous-porteuses. En outre, la durée du symbole MC-CDMA est suffisante pour considérer que le canal invariant au cours de la durée du symbole, et l'absence de sélectivité en fréquence de chaque sous-porteuse. Ensuite, l'indépendance des processus aléatoires affectant chaque sous-porteuse est garantie par le temps et la fréquence d'entrelacement.

La correspondance temps-fréquence permet la modélisation du canal dans le domaine fréquentiel par un ensemble de sous-porteuses N_C , coefficients h_p , égaux à $\rho_p e^{i\varphi_p}$, attribué à chaque sous-porteuse p , indépendant et constant sur toute la durée d'un symbole $T_s + T_g$.

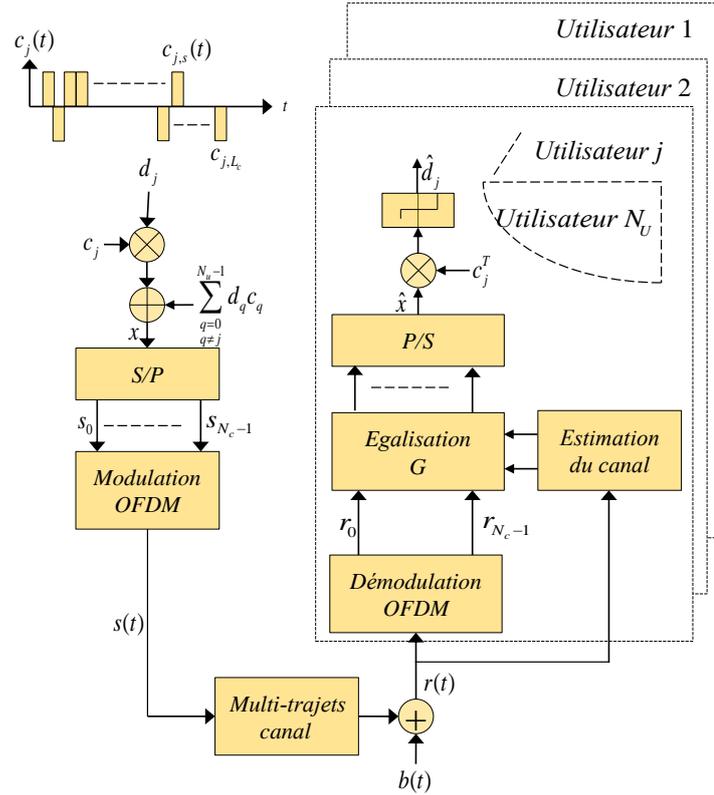


FIGURE 5.18 – Représentation d'une chaîne de radiocommunication utilisant le MC-CDMA

Finalement, afin de faciliter l'introduction des différentes techniques de détection, nous supposons que la longueur des séquences d'étalement L_c égale au nombre des sous-porteuses N_c . Ainsi, après le filtrage, la transposition en bande de base, l'échantillonnage et l'élimination de l'intervalle de garde, l'expression de la séquence reçue peut être écrite [114] :

$$r = HCx + b \quad (5.4)$$

Où r désigne un vecteur constitué par les valeurs reçues pour chaque sous-porteuse :

$$r = [r_0, \dots, r_{N_c-1}]^T \quad (5.5)$$

La matrice H est constituée des coefficients du canal $N_c \times N_c$. Les hypothèses faites précédemment sur la taille correcte du système permettent d'envisager cela comme une matrice diagonale :

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_{N_c-1} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

C représente la matrice des codes d'étalement. L'opération d'étalement peut être représentée par la multiplication de la matrice C par le vecteur d qui représente les données de chaque utilisateur. Donc, nous avons :

$$\begin{aligned} C &= [C_0 \ \dots \ C_{N_U-1}] \\ &= \begin{bmatrix} C_{0,0} & C_{0,1} & \dots & C_{0,N_U-1} \\ C_{1,0} & C_{1,1} & \dots & C_{1,N_U-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{L_c-1,0} & C_{L_c-1,1} & \dots & C_{L_c-1,N_U-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.7)$$

avec $C_j = [C_{0,j}, C_{1,j}, \dots, C_{(L_C-1),j}]^\top$, $d = [d_0, \dots, d_{N_U-1}]^\top$ et $b = [b_0, \dots, b_{N_U-1}]^\top$

Le vecteur b représente les N_c composantes du bruit affectant chaque sous-porteuse et peuvent être modélisées par un processus additif Gaussien.

En réception, les détecteurs à l'étude repose sur l'utilisation d'un stade d'égalisation, suivi des opérations de désétalement de la séquence de l'utilisateur considéré, et enfin la démodulation binaire. La performance réalisée avec des détecteurs multi-utilisateurs est meilleure que celle des détecteurs mono-utilisateur. Nous considérons d'abord les détecteurs mono-utilisateur pour comprendre le principe de détecteurs multi-utilisateurs.

3.1. Techniques de détection utilisées dans les récepteurs des systèmes MC-CDMA

Les détecteurs mono-utilisateur ne considèrent que le signal d'utilisateur actif, d'autres utilisateurs sont considérés comme des brouilleurs [115, 116, 117]. Les détecteurs mono-utilisateur sont classiquement rencontrés dans une structure d'égalisation linéaire constituée d'un égaliseur dans une sortie. En utilisant la notation matricielle ci-dessus, il est possible d'exprimer G par une matrice diagonale constituée par coefficients d'égalisation g_p :

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & g_{N_c-1} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Après l'égalisation et le désétalement conformément à la séquence de l'utilisateur considéré C_j , l'estimation du symbole transmis peut être exprimée comme :

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= c_j^\top \hat{x} = c_j^\top Gr \\ &= c_j^\top G(HCx + b) \end{aligned} \quad (5.9)$$

donc

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= \sum_{p=0}^{N_c-1} C_{p,j}^2 g_p h_p x_j \\ &+ \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_U-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} C_{p,j} C_{p,q} g_p h_p x_q \\ &+ \sum_{p=0}^{N_c-1} C_{p,j} g_p b_p \end{aligned} \quad (5.10)$$

Dans cette formule (5.10), il y'a trois parties. La première partie forme le signal utile ou des données reçues de l'utilisateur courant. La deuxième partie représente l'interférence d'accès multiple générée par les brouilleurs. La dernière partie de l'expression est le bruit blanc Gaussien additif pondéré du code d'étalement pour l'utilisateur concerné et le coefficient d'égalisation appliquée à chaque sous-porteuse. Il existe différentes techniques de détection mono-utilisateur qui peuvent être mises en œuvre telles que la combinaison à rapport maximal (Maximum Ratio Combining), la combinaison par gain égal (Equal Gain Combining), la combinaison à restauration d'orthogonalité (ZF) et la combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE)[118]

3.2. Techniques d'égalisation dans le cas SISO

3.2.1. Combinaison à restauration d'orthogonalité (ORC ou ZF)

C'est appelé *zero-forcing algorithm*. Comme dans l'égalisation de l'algorithme cherche à éviter les interférences provenant d'autres émetteurs sans se soucier des conséquences du bruit ; qui est, au coût de la dégradation du SNR [99].

Le coefficient d'égalisation appliqué à chaque sous-porteuse est donné par l'équation (5.11) comme le montre la figure 5.19 :

$$g_p = \frac{1}{h_p} \quad (5.11)$$

avec $h_p \neq 0$.

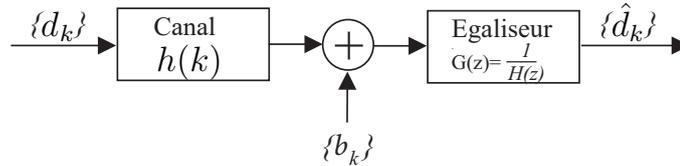


FIGURE 5.19 – Schéma synoptique du canal avec égaliseur Zero-Forcing

Dans ce cas, l'expression d'estimation d_j devient :

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= \sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j}^2 x_j + \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_U-1} \sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j} C_{p,q} x_q \\ &+ \sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j} \frac{1}{h_p} b_p \end{aligned} \quad (5.12)$$

L'utilisation des codes d'étalement orthogonaux est garantie aux niveaux de l'émetteur :

$$\sum_{s=0}^{L_C-1} C_{s,j} C_{s,p} = 0, \forall j \neq p \quad (5.13)$$

À partir de l'équation (5.12) et de l'équation (5.13),

Le second terme de l'expression correspondant à la durée des interférences d'accès multiple (IAM) sera annulée. L'expression devient :

$$\hat{d}_j = \sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j}^2 x_j + \sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j} \frac{1}{h_p} b_p \quad (5.14)$$

Le rendement de cette technique qui restaure l'orthogonalité des codes d'étalement sera donc indépendant du nombre d'utilisateurs. Son défaut est l'amplification du terme de bruit blanc quand h_p tend vers 0. Dans ce cas, le bruit amplifié sur certaines porteuses dégrade les performances globales du système. Pour compenser cela, il est possible d'appliquer cette technique à un certain seuil α .

Pour les amplitudes en-dessous de ce seuil, une valeur fixe est utilisée g_p :

$$g_p = \begin{cases} \frac{1}{h_p} & \text{si } |h_p| > \alpha \\ \xi & \text{si } |h_p| \leq \alpha \end{cases} \quad (5.15)$$

3.2.2. Combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE)

La technique MMSE réalise un compromis entre la minimisation des interférences d'accès multiple et la maximisation du rapport signal sur bruit [119, 120, 121]. Ainsi, comme son nom l'indique, la technique vise à minimiser la valeur d'erreur quadratique moyenne pour chaque sous-porteuse entre le signal émis et le signal égalisé. Ceci conduit à l'expression des coefficients g_p :

$$g_p = \frac{h_p^*}{|h_p|^2 + \frac{1}{\varsigma_p}} \quad , \quad \text{avec } \varsigma_p \neq 0 \quad (5.16)$$

Rappelons que h_p^* est le conjugué de h_p .

Etant donné que le signal est indépendant du bruit, et en supposant que la puissance du canal est normalisée ($\mathbb{E}[|h_p|^2] = 1$) , le SNR par sous-porteuse devient égale à :

$$\varsigma_p = \frac{\mathbb{E}[|x_p|^2]}{\mathbb{E}[|b_p|^2]_{\varepsilon[|h_p|^2]=1}} \quad (5.17)$$

Le symbole reçu estimé \hat{d}_j du symbole d_j de l'utilisateur j est obtenu par l'équation (5.18) :

$$\begin{aligned} \hat{d}_j = & \underbrace{\sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j}^2 \frac{|h_p^*|^2}{|h_p|^2 + \frac{1}{\varsigma_p}} d_j}_{I(j=p)} \\ & + \underbrace{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{N_U-1} \sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j} C_{p,q} \frac{|h_p^*|^2}{|h_p|^2 + \frac{1}{\varsigma_p}} d_q}_{II(j \neq p)} \\ & + \underbrace{\sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j} \frac{h_p^*}{|h_p|^2 + \frac{1}{\varsigma_p}} w_p}_{III} \end{aligned} \quad (5.18)$$

On suppose que les codes d'étalement sont orthogonaux au niveau de l'émetteur (Partie II), à savoir,

$$\sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j} C_{q,p} = 0, \forall j \neq q \quad (5.19)$$

L'équation (5.18) diminue comme suit :

$$\hat{d}_j = \underbrace{\sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j}^2 \frac{|h_p|^2}{|h_p|^2 + \frac{1}{\varsigma_p}} d_j}_{I(j=p)} + \underbrace{\sum_{p=0}^{N_C-1} C_{p,j} \frac{h_p^*}{|h_p|^2 + \frac{1}{\varsigma_p}} w_p}_{III} \quad (5.20)$$

4. Performances des systèmes MC-CDMA

Pour comparer les différentes méthodes présentées ci-dessus, nous avons effectué un ensemble de réalisations Monte Carlo avec les caractéristiques qui sont bien définies. Dans cette section, nous allons comparer les performances de l'algorithme BBS15 proposé dans la section 2. à celles des méthodes adaptatives. Ceci en identifiant les canaux radio mobiles à évanouissement très rapide (BRAN). Les performances de l'égalisation des systèmes MC-CDMA sont évaluées, dans le cas mono-utilisateurs et en voie descendante (station de base-mobile), en utilisant les égaliseurs ZF et MMSE. Cette évaluation est faite en calculant le Taux d'Erreur Binaire (TEB

ou BER en anglais), pour les deux égaliseurs ZF et MMSE, en utilisant les paramètres mesurés et estimés (par l'algorithme BBS15, RLS et LMS) des cinq canaux BRAN (A, B, C, D et E). Le calcul du BER en fonction du SNR sera présenté dans les paragraphes suivants.

Les simulations sont évaluées dans les conditions données sans le tableau 5.7 :

TABLEAU 5.7 – Conditions de simulation pour les systèmes MC-CDMA

Paramètres	Valeurs
Nombre de symboles BPSK	2^{10}
Code d'étalement	Walsh-Hadamard
Longueur du code	64
Nombre d'utilisateurs	64
Canal	BRAN A, B, C, D, et E
Utilisateur à détecter	1
SNR	de 0 à 45
Egaliseurs	ZF et MMSE

4.1. Égaliseurs ZF et MMSE : Le cas du canal BRAN A

Dans les figure 5.20 et 5.21, nous représentons le BER pour différents SNR, en utilisant les paramètres mesurés et estimés du canal BRAN A.

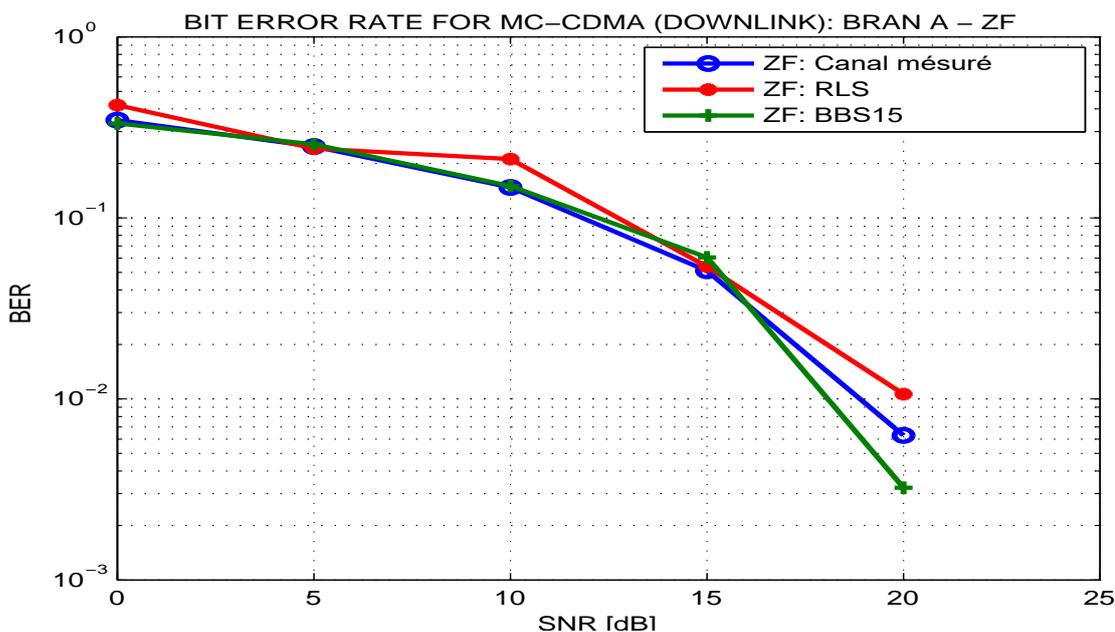


FIGURE 5.20 – BER dans le du canal BRAN A mesuré et estimé : égaliseur ZF

Les résultats sont évalués, tout d'abord, dans le cas de l'égaliseur ZF et l'égaliseur MMSE. Les simulations du BER pour différents SNR, démontrent que les résultats obtenus en utilisant l'algorithme proposé BBS15, sont comparables à celles obtenues en utilisant les valeurs mesurées du canal BRAN A.

A partir des figures 5.20 et 5.21, nous remarquons que : la valeur du BER est de à 10^{-3} à partir de $SNR \geq 20$ dB dans le cas de l'égaliseur ZF et dans le cas de l'égaliseur MMSE, nous pouvons voir qu'à partir de $SNR \geq 20$ dB nous avons seulement un BER égale à 10^{-4} .

Dans le cas réel, et pour ce type de canaux à variation très rapide, l'égalisation par l'algorithme proposé, peut être très utile d'après les résultats représentés dans les figures 5.20 et 5.21.

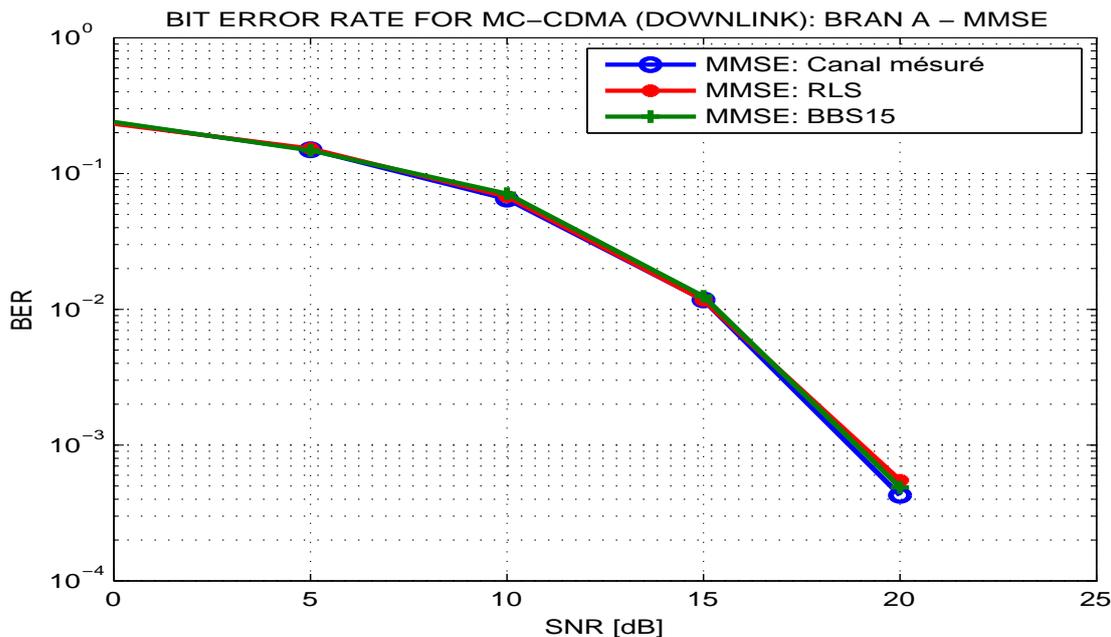


FIGURE 5.21 – BER dans le du canal BRAN A mesuré et estimé : égaliseur MMSE

4.2. Égaliseurs ZF et MMSE : Le cas du canal BRAN B

Les figures 5.22 et 5.23 montrent, respectivement, l'estimation des paramètres, en fonction des délais des trajets, et de l'amplitude et la phase de la réponse impulsionnelle du canal BRAN A, pour un nombre d'échantillons $N = 4096$ et pour un $SNR = 20$ dB. Ces résultats montrent que les algorithmes aveugles donnent des résultats identiques à ceux obtenus via les algorithmes adaptatifs.

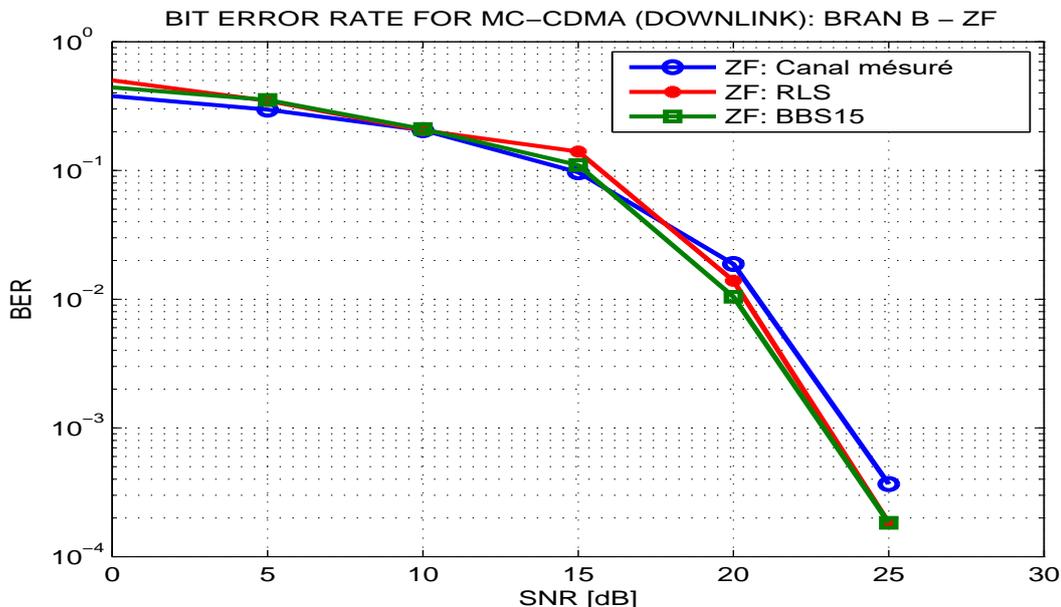


FIGURE 5.22 – BER dans le du canal BRAN B mesuré et estimé : égaliseur ZF

Les figures 5.22 et 5.23 montrent, respectivement, les résultats de simulations des BER, pour différents SNR obtenus à l'aide des égaliseurs ZF et MMSE, en utilisant les paramètres mesurés, du canal BRAN B, et estimés, avec les algorithmes BBS15 et adaptatifs (RLS). Ces

résultats montrent que l'algorithme BBS15 donne des résultats identiques à ceux obtenus par la méthode adaptative (RLS).

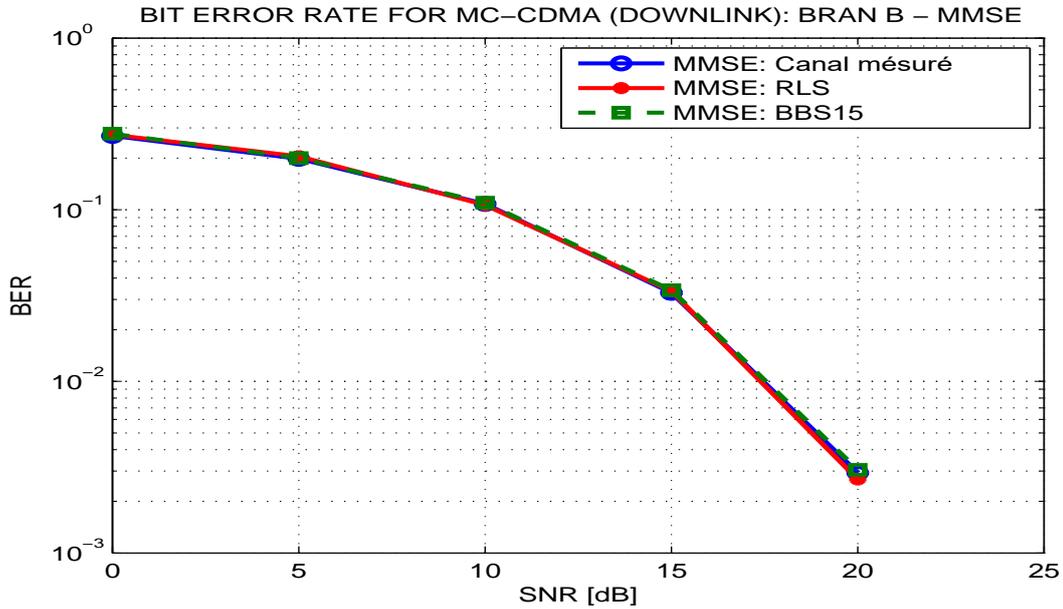


FIGURE 5.23 – BER dans le du canal BRAN B mesuré et estimé : égaliseur MMSE

4.3. Égaliseurs ZF et MMSE : Le cas du canal BRAN E

Dans les figures 5.24 et 5.25, nous représentons le BER pour différents SNR des paramètres mesurés et estimés du canal BRAN E en utilisant les égaliseurs MMSE et ZF. Les figures 5.24 et 5.25 montrent clairement que le BER obtenu par l'égalisation à l'aide des paramètres estimés, en utilisant l'algorithme proposé BBS15, ont des performances assez satisfaisants que celles obtenues avec les paramètres mesurés.

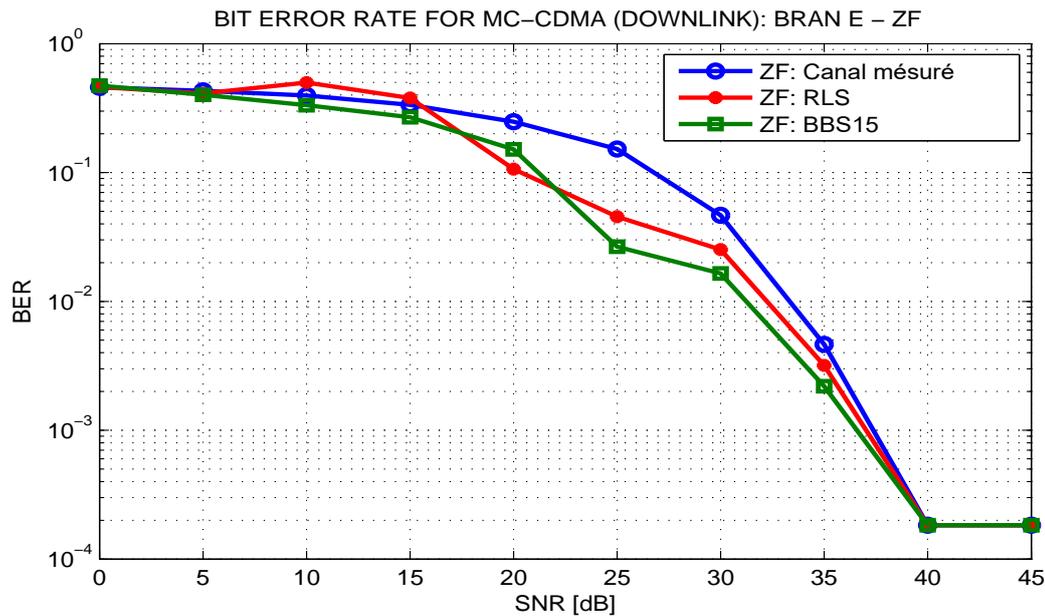


FIGURE 5.24 – BER dans le du canal BRAN E mesuré et estimé : égaliseur ZF

Ces performances sont évaluées à l'aide des égaliseurs MMSE et ZF. Par exemple, si on a un

$SNR \geq 24$ dB nous obtenons 1 seul bit erroné si on reçoit 10^4 bits. A partir de la figure 5.25, nous observons que l'égalisation aveugle, à l'aide de l'algorithme proposé BBS15, nous permet d'avoir presque les mêmes résultats obtenus à l'aide des données réelles, i.e. mesurées. Ceci est dû à une bonne estimation de l'amplitude et de la phase de l'algorithme proposé BBS15 basé sur les méthodes à noyaux. En effet, l'égalisation aveugle à l'aide de la technique MMSE nous donne approximativement les mêmes résultats obtenus pour les valeurs BRAN E mesurées.

Donc, si le rapport SNR est égal à 20 dB, nous aurons seulement un seul bit erroné lorsqu'on reçoit 10^3 bits, mais si le $SNR \geq 24$ dB nous avons un seul bit erroné pour 10^4 bits reçus.

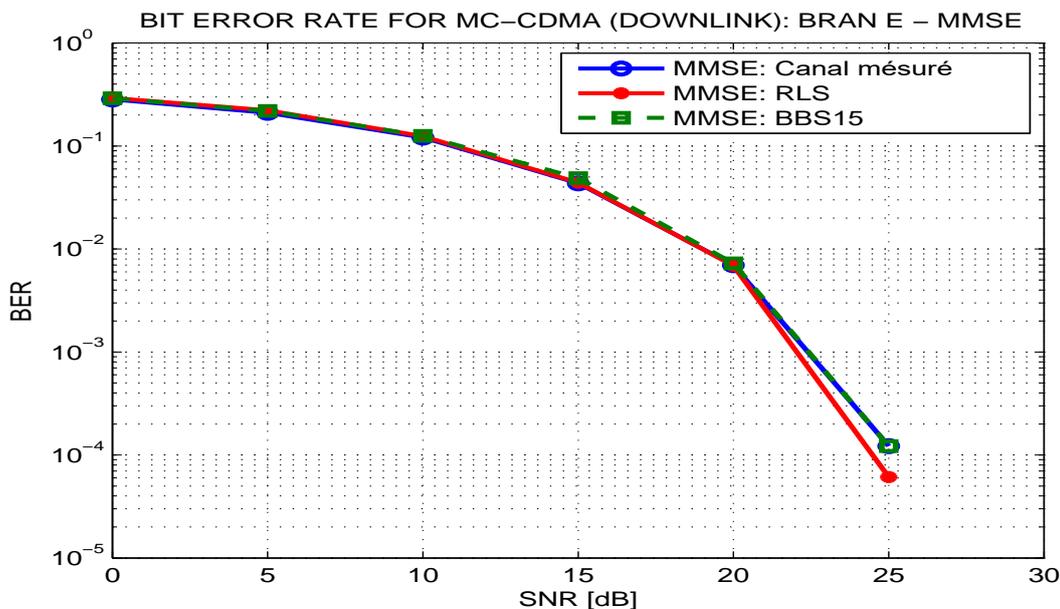


FIGURE 5.25 – BER dans le du canal BRAN E mesuré et estimé : égaliseur MMSE

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux types d'égaliseurs linéaires aveugles en se basant sur les méthodes à noyaux. Nous avons commencé par la classe des égaliseurs aveugles indirects qui se basent sur l'identification du canal. Dans cette classe, nous avons étudié les algorithmes de la combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) et la combinaison à restauration d'orthogonalité (ZF).

La deuxième classe concerne les égaliseurs aveugles directs, qui n'utilisent pas l'étape d'estimation de la réponse impulsionnelle. Nous avons étudié les algorithmes ZF, MMSE, l'égaliseur basé sur la prédiction linéaire ainsi que l'algorithmes itératif aveugle RLS.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons considéré le problème d'égalisation aveugle des systèmes MC-CDMA. Les résultats de simulation montrent que l'algorithme proposé BBS15 donne des résultats très encourageants pour une détection mono-utilisateur en voie descendante, i.e. de la station de base vers le mobile. Pour cela, nous avons étudié son effet sur les performances de l'algorithme MMSE et ZF. Les résultats des simulations montrent de bonnes performances au niveau du BER.

Conclusion générale et perspectives

Dans cette thèse nous avons proposé de nouvelles approches qui essaient de répondre au challenge de l'identification/égalisation des paramètres du canal en exploitant les méthodes à noyaux définis positifs et les statistiques d'ordre supérieur. Nous avons essentiellement travaillé sur l'identification et l'égalisation des canaux radio mobiles, plus précisément sur les systèmes MC-CDMA, normalisés pour la 4^{ème} génération. De nouveaux algorithmes sont apparus suite à l'utilisation des techniques de traitement du signal dans ces domaines, à savoir les méthodes à noyaux et les cumulants d'ordre élevé. Ces méthodes ont été implémentées dans l'environnement *MatLab* et validées dans des configurations avec des paramètres connus.

Dans cette thèse, nous avons mis en évidence, en première partie, l'intérêt de l'identification des réponses impulsionnelles d'un canal de transmission. Cette partie consiste à l'élaboration de nouveaux algorithmes d'identification aveugle et semi-aveugle. Ainsi, dans la simulation, nous avons montré dans un premier temps que les résultats de l'identification des coefficients du canal h , obtenus par l'utilisation de ces algorithmes proposés (Aglo1, Algo2 et BBS15), sont encourageants. Dans la deuxième partie, nous nous sommes concentrés sur l'application des méthodes d'identification abordées dans ce manuscrit aux problèmes de l'égalisation des systèmes de 4^{ème} génération MC-CDMA.

Le **premier chapitre** a traité les notions fondamentales des télécommunications dans son ensemble, ainsi nous avons fait un rappel de la chaîne de transmission, de l'émetteur jusqu'à l'arrivée au récepteur. De plus, nous avons présenté les canaux de transmission et leurs distorsions en citant quelques notions (canal de propagation, sa capacité et le principe des réseaux cellulaires), afin de comprendre les phénomènes qui contournent un système de communication mobile. Ce dernier peut rencontrer plusieurs contraintes, à savoir la présence de plusieurs utilisateurs ou les dégradations engendrées par le milieu, etc. Pour cela, nous avons traité deux techniques de communications : l'étalement de spectre et la modulation à porteuses multiples.

Le procédé de l'identification aveugle et semi-aveugle a été développé dans le **deuxième chapitre**. Nous avons introduit les étapes cruciales à l'élaboration des algorithmes d'identification, à savoir les méthodes des statistiques d'ordre élevé et les méthodes à noyaux. Ce chapitre comporte deux sections. La première section a traité la théorie des moments et des cumulants ainsi que les relations liant les cumulants aux moments. Ensuite, nous avons abordé l'estimation des moments et des cumulants d'ordre m . Dans la deuxième section, nous avons fourni un aperçu théorique des méthodes à noyaux et nous avons établi un certain nombre de concepts associés, telles que la régularisation, les questions de mise en œuvre et la conception du noyau lui-même.

Dans le **troisième chapitre**, nous avons exposé les contributions des deux algorithmes d'identification des paramètres du canal (Algo1 et Algo2). L'estimation des coefficients des canaux à phase minimale et non-minimale est effectuée à l'aide des algorithmes basés sur les cumulants d'ordre 3 et 4. Ce chapitre a traité le problème de l'identification d'un canal FIR en se basant sur les statistiques d'ordres supérieur. Deux algorithmes d'identification aveugle ont été développés dans le contexte des statistiques d'ordre supérieurs. De plus, nous avons

testé les méthodes d'identification aveugles sur des systèmes linéaires RIF à phase minimale et non minimale. Il est intéressant de noter que ces algorithmes ont des résultats encourageants, ainsi des comparaisons avec d'autres approches dans la littérature ont été présentées. En effet, les algorithmes devront donc proposer un bon compromis entre performance (précision remarquable de l'estimation) et complexité (temps de calcul), malgré l'influence du bruit Gaussien et le nombre minimale d'échantillons.

Dans le **quatrième chapitre** nous avons introduit un nouveau concept des méthodes d'identification. Il s'agit des méthodes à noyaux définis positifs. Ces derniers ont montré plus d'avantages au niveau de l'estimation des réponses impulsionnelles du canal et ont fourni une possibilité de la prediction dans les environnements en ligne. Ce nouvel outil nous a permis de proposer un algorithme basé sur des méthodes à noyaux définis positifs. Cet algorithme a été développé afin d'estimer les paramètres du canal, à savoir les canaux théoriques (Proakis) ou les canaux mesurés dans des différents scénarios (BRAN). Les résultats de la simulation montrent la précision de l'algorithme proposé pour l'estimation de l'amplitude et de la phase des canaux (dans des environnements bruités et aussi en petites tailles d'échantillons).

La contribution principale dans notre travail de thèse a été divulguée dans le **dernier chapitre**. Nous nous sommes concentrés sur la récupération des symboles transmis en utilisant les estimations du canal obtenus à partir des méthodes proposées dans le cas SISO. De plus, nous avons évalué la performance des algorithmes proposés compte tenu d'autres scénarios tels que le nombre d'utilisateurs. L'égalisation de la liaison descendante du système MC-CDMA a été effectuée par le biais des égaliseurs, telles que la combinaison à restauration d'orthogonalité (ZF) et la combinaison à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE). Pour cela, nous avons présenté les résultats des simulations pour des différents parcours du mobile en LOS et NLOS (BRAN A, B, C, D et E). Le MMSE a montré un avantage remarquable au niveau de la récupération des symboles émis.

Perspectives

Dans cette thèse de doctorat, nous avons pu présenter et analyser des modèles par des nouvelles méthodes. Ces modèles fondamentaux sont à la base des diverses études d'identification et d'égalisation du canal qui pourront être envisagées. Puisque une étude ne s'arrête pas là, nos futurs travaux seront orientés à l'étude d'un canal réel qui n'aura pas exactement les caractéristiques du vrai modèle. Ainsi les perspectives de ce travail sont diverses :

- Développement des nouvelles méthodes pour l'identification des canaux de communication (i.e. en faisant appel aux méthodes à noyaux).
- Expansion vers d'autres approches d'identification, à savoir les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones en cherchant leur applicabilité dans l'identification.
- Etude des problèmes d'égalisation dans le cas aveugle ou autodidacte pour lutter contre les trajets multiples dans les communications mobiles.
- élaboration de nouveaux égaliseurs spatio-temporels linéaires et non linéaires pratiquement pour les systèmes MC-CDMA.
- Développement d'une extension de ces algorithmes aux systèmes MIMO.

Bibliographie

- [1] Younghee Han and Raymond A. de Callafon. Hammerstein system identification using nuclear norm minimization. *Automatica*, 48(9) :2189 – 2193, 2012.
- [2] Christophe Le Guellaut. *Prototypage d'un système MIMO MC-CDMA sur plate-forme hétérogène*. Theses, INSA de Rennes, January 2009.
- [3] Yoon Jeong Na, Kwang Soon Kim, Ickho Song, and Taehyun Kim. Identification of nonminimum phase FIR : systems using the third and fourth-order cumulants. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 43(8) :2018–2022, Aug 1995.
- [4] Doulaye Dembélé and Gérard Favier. Recursive estimation of fourth-order cumulants with application to identification. *Signal Processing*, 68(2) :127 – 139, 1998.
- [5] S. Safi and A. Zeroual. MA system identification using higher order cumulants application to modelling solar radiation. *Journal of Statistical Computation and Simulation*, 72(7) :533–548, 2002.
- [6] S. Safi and A. Zeroual. Blind identification in noisy environment of nonminimum phase finite impulse response (FIR) system using higher order statistics. *Systems Analysis Modelling Simulation*, 43(5) :671–681, 2003.
- [7] S. Safi, M. Fakir, M. Frikel, and M. M'Saad. Blind identification of indoor broadband radio access network using cumulants. In *Multimedia Computing and Systems, 2009. ICMCS '09. International Conference on*, pages 249–252, April 2009.
- [8] J.P. Delmas, Y. Meurisse, and P. Comon. Performance Limits of Alphabet Diversities for FIR SISO Channel Identification. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 57(1) :73–82, Jan 2009.
- [9] Said Safi, Miloud Frikel, Abdelouhab Zeroual, and Mohammed M'Saad. Higher order cumulants for identification and equalization of multicarrier spreading spectrum systems. *Journal of telecommunications and information technology*, pages 74–84, 2011.
- [10] Yu Cheng and Jinglu Hu. Nonlinear system identification based on SVR with quasi-linear kernel. In *Neural Networks (IJCNN), The 2012 International Joint Conference on*, pages 1–8, June 2012.
- [11] Gianluigi Pillonetto, Francesco Dinuzzo, Tianshi Chen, Giuseppe De Nicolao, and Lenhart Ljung. Kernel methods in system identification, machine learning and function estimation : A survey. *Automatica*, 50(3) :657 – 682, 2014.
- [12] Abdellah Berdai. *Égalisation aveugle et turbo égalisation dans les canaux sélectifs en fréquence invariants et variants dans le temps*. PhD thesis, Université Laval, 2006.
- [13] G. Pujolle. *Les réseaux : Edition 2014*. Eyrolles, 2014.
- [14] Pierre Comon. *Communications numériques, cours et exercices à l'usage de l'élève ingénieur*, pages 10–11. Harmattan, Juillet 2010. ISBN 978-2-296-12827-9.
- [15] P.F. Combes and P.F. Combes. *Transmission en espace libre et sur les lignes*. Dunod Université : Ouvrages de spécialité. Dunod, 1988.
- [16] Richard E. Blahut and C.S. Burrus. *Algebraic Methods for Signal Processing and Communications Coding*. Signal Processing and Digital Filtering. Springer New York, 2012.

- [17] Olivier Rioul. *Théorie de l'information et du codage*. Hermes Sciences-. Lavoisier, 2007.
- [18] Roland Gautier, Gilles Burel, Jonathan Letessier, and Olivier Berder. Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy. In *Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on*, volume 1, pages 626–630. IEEE, 2002.
- [19] Claude. E. Shannon. *A mathematical theory of communication*, volume 27, pages 379–423, 623–656. Bell System Technical Journal, Juillet/Octobre 1948.
- [20] Claude E Shannon. Coding theorems for a discrete source with a fidelity criterion. *IRE Nat. Conv. Rec*, 4(142-163) :1, 1959.
- [21] Donald R. Hush Samuel D. Stearns. *Digital Signal Processing with Examples in MATLAB, Second Edition*. Electrical Engineering & Applied Signal Processing Series. CRC Press, 2012.
- [22] Byonghyo Shim, Sungmin Cho, and Jung Chul Suh. An improved VLSI architecture for Viterbi decoder. In *TENCON'99. Proceedings of the IEEE Region 10 Conference*, volume 1, pages 259–262 vol.1, 1999.
- [23] G Cohen, JL Dornstetter, and P Godlewski. Codes correcteurs d'erreurs, une introduction au codage algébrique, coll. technique & scientifique des télécom, 1992.
- [24] Stéphane NOBILET. *Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes*. Theses, INSA de Rennes, October 2003.
- [25] D. Duponteil, J. C. Bic, and J. C. Imbeaux. *Éléments de communication numériques : Transmission sur fréquence porteuse*. Collection technique et scientifique des télécommunications. Dunod, Paris, 1986.
- [26] Evan Everett and Michael Wu. *Architecture for. Wireless Communications*. Electrical & Comp. Engineering Courses 433, Rice University, Spring 2013.
- [27] Alain Glavieux and Michel Joindot. *Communications numériques : introduction*. Collection pédagogique de télécommunication. Masson, 1996.
- [28] Melvin Schwartz. *Principles of Electrodynamics*. Dover Books on Engineering. Dover Publications, 1987.
- [29] Lucien Boithias. *Radio wave propagation*. McGraw-Hill, New York, 1987.
- [30] Jianfeng Feng. *Digital Communications and Signal Processing - with MatLab Examples*, chapter 3, pages 34–35. Department of Computer science and Centre for Scientific Computing, University of Warwick CV4 7AL, UK, 2007.
- [31] Vahid Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A.R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths. *Communications, IEEE Transactions on*, 47(2) :199–207, Feb 1999.
- [32] P. Jung, P. W. Baier, and A. Steil. Advantages of CDMA and spread spectrum techniques over FDMA and TDMA in cellular mobile radio applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 42(3) :357–364, Aug 1993.
- [33] R.J. Katulski. Polarisation diversity in mobile communication. In *Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2000. MIKON-2000. 13th International Conference on*, volume 2, pages 387–389 vol.2, 2000.
- [34] D. Mottier and D. Castelain. A spreading sequence allocation procedure for MC-CDMA transmission systems. In *Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE-VTS Fall VTC 2000. 52nd*, volume 3, pages 1270–1275 vol.3, 2000.
- [35] Robert C. Dixon. *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*. Wiley-Interscience publication. Wiley, 1994.

- [36] G. El Zein. *Etude et réalisation d'une liaison numérique radiomobile à étalement de spectre en site urbain*. PhD thesis, Université de Rennes 1, Juin 1988.
- [37] R. Chang and R. Gibby. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 16(4) :529–540, August 1968.
- [38] Robert W Chang. Orthogonal frequency multiplex data transmission system, January 6 1970. US Patent 3,488,445.
- [39] Walter Akmouche. *Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, 2000.
- [40] 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, Mar 1991.
- [41] Pierre-Olivier Amblard and Jean-Marc Brossier. Adaptive estimation of the fourth-order cumulant of a white stochastic process. *Signal Processing*, 42(1) :37 – 43, 1995.
- [42] James A. Cadzow. Blind deconvolution via cumulant extrema. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 13(3) :24–42, May 1996.
- [43] Jean-Louis Lacoume, Pierre-Olivier Amblard, and Pierre Comon. *Statistiques d'ordre supérieur pour le traitement du signal*. MASSON, 1997. ISBN = 2-225-83118-1.
- [44] M Bakrim and D Aboutajdine. Cumulant-based identification of non gaussian moving average signals. *Traitement du signal*, 16(3) :175–186, 1999.
- [45] Said SAFI. *Identification aveugle des signaux non-Gaussiens en utilisant les statistiques d'ordre supérieur : Application à la modélisation des processus solaires*. Doctorat national, Université Cadi Ayyad de Marrakech, FSSM, Maroc, Mai 2002.
- [46] A.J. Caamano, Rafael Boloix-Tortosa, J. Ramos, and J.J. Murillo-Fuentes. Hybrid higher-order statistics learning in multiuser detection. *Systems, Man, and Cybernetics, Part C : Applications and Reviews, IEEE Transactions on*, 34(4) :417–424, Nov 2004.
- [47] Bor-Shyh Lin, Bor-Shing Lin, Fok-Ching Chong, and Feipei Lai. A functional link network with higher order statistics for signal enhancement. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 54(12) :4821–4826, Dec 2006.
- [48] Amir Ali Khan, Valeriu Vrabie, Jérôme Mars, and Alexandre Girard. A least square approach for bidimensional source separation using higher order statistics criteria. In *16th European Signal Processing Conference*, Lausanne, Switzerland, August 2008.
- [49] Xue Mei Li. Higher-order statistics for fractional fourier transform. In *Image and Signal Processing (CISP), 2012 5th International Congress on*, pages 1562–1565, Oct 2012.
- [50] N.V. Kudriavtseva, V.A. Tykhonov, and K.V. Netrebenko. Recognition of non-gaussian signals against a background of noise using higher order statistics. In *ELMAR (ELMAR), 2014 56th International Symposium*, pages 1–4, Sept 2014.
- [51] Xiang Yong, Yang Liu, Peng Dezhong, and Xie Shengli. A second-order blind equalization method robust to ill-conditioned SIMO FIR channels. *Digital Signal Processing*, 32 :57 – 66, 2014.
- [52] R. Maoudj, I. Ahriz, A. Savarit, L. Fety, and M. Terre. 4th order statistics based blind channel estimation for multicarrier transmission. In *2014 21st International Conference on Telecommunications (ICT)*, pages 140–144, May 2014.
- [53] A. Papoulis and S.U. Pillai. *Probability, random variables, and stochastic processes*. McGraw-Hill electrical and electronic engineering series. McGraw-Hill, 2002.
- [54] P.O. Amblard, M. Gaeta, and J.L. Lacoume. Statistics for complex variables and signals — part I : variables, part II : signals. *Signal Processing*, 53(1) :1–13 (part I), 15–25 (part II), 1996.

- [55] G.-C. Rota. Twelve problems in probability no one likes to bring up. In H. Crapo and D. Senato, editors, *Algebraic Combinatorics and Computer Science*, pages 57–93. Springer Milan, 2001.
- [56] D.R. Brillinger. *Time Series : Data Analysis and Theory*. Classics in Applied Mathematics. Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM, 3600 Market Street, Floor 6, Philadelphia, PA 19104), 1981.
- [57] A. Shiryaev and S.S. Wilson. *Probability*. Graduate Texts in Mathematics. Springer New York, 2013.
- [58] Pierre-Olivier Amblard and Jean-Marc Brossier. Adaptive estimation of the fourth-order cumulant of a white stochastic process. *Signal Processing*, 42(1) :37 – 43, 1995.
- [59] V John Mathews and Giovanni L Sicuranza. *Polynomial signal processing*, volume 27. Wiley-Interscience, 2000.
- [60] S.S. Haykin. *Neural Networks : A Comprehensive Foundation*. International edition. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1999.
- [61] Vladimir N Vapnik. *The Nature of Statistical Learning Theory*. Information Science and Statistics. Springer, 2000.
- [62] B. Schölkopf and A.J. Smola. *Learning with Kernels : Support Vector Machines, Regularization, Optimization, and Beyond*. Adaptive computation and machine learning. MIT Press, 2002.
- [63] N. Aronszajn. Theory of reproducing kernels. *Transactions of the American Mathematical Society*, 68(3) :pp. 337–404, 1950.
- [64] J. Mercer. Functions of positive and negative type, and their connection with the theory of integral equations. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character*, 209 :pp. 415–446, 1909.
- [65] Bernhard Schölkopf, Ralf Herbrich, and AlexJ. Smola. A generalized representer theorem. In David Helmbold and Bob Williamson, editors, *Computational Learning Theory*, volume 2111 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 416–426. Springer Berlin Heidelberg, 2001.
- [66] Steven van Vaerenbergh et al. *Kernel methods for nonlinear identification, equalization and separation of signals*. Universidad de Cantabria, 2010.
- [67] Tikhonov A. Solution of incorrectly formulated problems and the regularization method. *Soviet Math. Dokl.*, 5 :1035/1038, 1963.
- [68] John Platt. A resource-allocating network for function interpolation. *Neural computation*, 3(2) :213–225, 1991.
- [69] Y. Engel, S. Mannor, and R. Meir. The kernel recursive least-squares algorithm. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 52(8) :2275–2285, Aug 2004.
- [70] GavinC. Cawley and NicolaL.C. Talbot. Reduced rank kernel ridge regression. *Neural Processing Letters*, 16(3) :293–302, 2002.
- [71] Weifeng Liu, Il Park, and J.C. Principe. An information theoretic approach of designing sparse kernel adaptive filters. *Neural Networks, IEEE Transactions on*, 20(12) :1950–1961, Dec 2009.
- [72] Bernhard Schölkopf, Alexander Smola, and Klaus-Robert Müller. Kernel principal component analysis. In Wulfram Gerstner, Alain Germond, Martin Hasler, and Jean-Daniel Nicoud, editors, *Artificial Neural Networks — ICANN’97*, volume 1327 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 583–588. Springer Berlin Heidelberg, 1997.
- [73] I.W. Tsang and J.T.-Y. Kwok. Efficient hyperkernel learning using second-order cone programming. *Neural Networks, IEEE Transactions on*, 17(1) :48–58, Jan 2006.

- [74] Cheng S Ong, Robert C Williamson, and Alex J Smola. Learning the kernel with hyperkernels. In *Journal of Machine Learning Research*, pages 1043–1071, 2005.
- [75] B.W. Silverman. *Density Estimation for Statistics and Data Analysis*. Chapman & Hall/CRC Monographs on Statistics & Applied Probability. Taylor & Francis, 1986.
- [76] Chong-Yung Chi and Mei-Chyn Wu. Inverse filter criteria for blind deconvolution and equalization using two cumulants. *Signal Processing*, 43(1) :55 – 63, 1995.
- [77] L Rebollo Neira and Anthony G Constantinides. Power spectrum estimation from values of noisy autocorrelations. *Signal Processing*, 50(3) :223–231, 1996.
- [78] J.-M. Chaufray, P. Loubaton, and P. Chevalier. Consistent estimation of rayleigh fading channel second-order statistics in the context of the wideband cdma mode of the umts. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 49(12) :3055–3064, Dec 2001.
- [79] J. Via, I. Santamaria, and J. Perez. Effective channel order estimation based on combined identification/equalization. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 54(9) :3518–3526, Sept 2006.
- [80] P.J. Green and D.P. Taylor. Dynamic channel-order estimation algorithm. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 54(5) :1922–1925, May 2006.
- [81] S. Karakütük and T.E. Tuncer. A new channel order estimation algorithm for fir simo channels. In *Signal Processing Conference, 2009 17th European*, pages 2151–2155, Aug 2009.
- [82] S. Karakütük and T.E. Tuncer. Channel matrix recursion for blind effective channel order estimation. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 59(4) :1642–1653, April 2011.
- [83] F. Samsami Khodadad and G. Abed Hodtani. Blind joint estimation of channel order and the number of active users in direct sequence code-division multiple-access multi-path channels. *Signal Processing, IET*, 8(2) :158–166, April 2014.
- [84] DR Brillinger and M Rosenblatt. Computation and interpretation of kth order spectra. advanced seminar on spectral analysis (b. harris, ed.) 189–232, 1967.
- [85] G.B. Giannakis. Cumulants : A powerful tool in signal processing. *Proceedings of the IEEE*, 75(9) :1333–1334, Sept 1987.
- [86] J.K. Tugnait and G.B. Giannakis. Comments, with reply, on 'cumulants : a powerful tool in signal processing' by g.b. giannakis. *Proceedings of the IEEE*, 77(3) :491–492, Mar 1989.
- [87] K. Abederrahim, H. Mathlouthi, and F. Msahli. Fir system identification using higher-order statistics. In *American Control Conference, 2009. ACC '09.*, pages 5598–5603, June 2009.
- [88] Doulaye Dembele. *Identification de modèles ARMA linéaires à l'aide de statistiques d'ordre élevé. Application à l'égalisation aveugle*. PhD thesis, Université de Nice, France, 1995.
- [89] G Favier, D Dembélé, and JL Peyre. Identification de modèles paramétriques AR, MA et ARMA avec les statistiques d'ordre supérieur et analyse des performances. In *GRETSI, Juan-Les-Pins*, pages 137–140. XIVeme Colloque Grets, 1993.
- [90] A.G. Stogioglou and S. McLaughlin. Ma parameter estimation and cumulant enhancement. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 44(7) :1704–1718, Jul 1996.
- [91] Said Safi. *Identification aveugle des canaux à phase non minimale en utilisant les statistiques d'ordre supérieur : application aux réseaux mobiles*. Habilitation à diriger des recherches, Université Cadi Ayyad, Marrakech, Morocco, Janvier 2008.
- [92] S. Makino and Y. Kaneda. A new RLS algorithm based on the variation characteristics of a room impulse response. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1994. ICASSP-94., 1994 IEEE International Conference on*, volume iii, pages III/373–III/376 vol.3, Apr 1994.

- [93] M.M. Chansarkar and U.B. Desai. A fast approximate RLS algorithm. In *TENCON '93. Proceedings. Computer, Communication, Control and Power Engineering.1993 IEEE Region 10 Conference on*, volume 3, pages 532–536 vol.3, Oct 1993.
- [94] Byung Goo Choi, Yong Wan Park, and Jeong Hee Choi. The adaptive least mean square algorithm using several step size for multiuser detection. In *Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE-VTS Fall VTC 2000. 52nd*, volume 6, pages 2822–2825 vol.6, 2000.
- [95] Guoxiang Gu and J.L. Aravena. Weighted least mean square design of 2-d fir digital filters. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 42(11) :3178–3187, Nov 1994.
- [96] Bernard Widrow and Samuel D Stearns. Adaptive signal processing. *Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, Inc., 1985, 491 p.*, 1, 1985.
- [97] ETSI. Broadband radio access network (brn); high performance radio local area network (hyperlan) type 2; requirements and architectures for wireless broadband access. Technical report, European Telecommunications Standards Institute, January 1999.
- [98] ETSI. Broadband radio access network (brn); high performance radio local area network (hyperlan) type 2; physical layer. Technical report, European Telecommunications Standards Institute, December 2001.
- [99] John Proakis and Massoud Salehi. *Digital Communications*, pages 642–645. McGraw-Hill higher education. McGraw-Hill Education, fifth edition, 2007.
- [100] A. Balestrino, A. Landi, M. Ould-Zmirli, and L. Sani. Automatic nonlinear auto-tuning method for hammerstein modeling of electrical drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 48(3) :645–655, Jun 2001.
- [101] L.S.H. Ngia and J. Sjobert. Nonlinear acoustic echo cancellation using a Hammerstein model. In *Acoustics, Speech and Signal Processing, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on*, volume 2, pages 1229–1232 vol.2, 1998.
- [102] D.T. Westwick and R.E. Kearney. Identification of a hammerstein model of the stretch reflex emg using separable least squares. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 2000. Proceedings of the 22nd Annual International Conference of the IEEE*, volume 3, pages 1901–1904 vol.3, 2000.
- [103] Vladimir N Vapnik. The nature of statistical learning theory. statistics for engineering and information science. *Springer-Verlag, New York*, 2000.
- [104] John Shawe-Taylor and Nello Cristianini. *Kernel Methods for Pattern Analysis*. Cambridge University Press, 2004.
- [105] Gregg Herken. *Brotherhood of the Bomb : The Tangled Lives and Loyalties of Robert Oppenheimer, Ernest Lawrence, and Edward Teller*. Macmillan, 2002.
- [106] Mohammed Boutalline, Belaid Bouikhalene, and Said Safi. Channel identification and equalization based on kernel methods for downlink multicarrier-cdma systems. *Journal of Electronic Commerce in Organizations*, 13(2) :14–29, 2015.
- [107] Geneviève Baudoin. *Radiocommunications numériques : Tome 1, Principes, modélisation et simulation*. Radiocommunications numériques. Dunod, 2007.
- [108] Arnaud Massiani. *Prototyping of high-rate systems based on the combination of multicarrier modulations, spread spectrum technique and multiple antennas modulations*. Theses, INSA de Rennes, Nov 2005.
- [109] Abdel-Majid Mourad. *On the System Level Performance of MC-CDMA Systems in the Downlink*. Theses, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne - ENSTB, January 2006.
- [110] S. Hara and R. Prasad. Overview of multicarrier CDMA. *Communications Magazine, IEEE*, 35(12) :126–133, Dec 1997.
- [111] A.C. McCormick and E.A. Al-Susa. Multicarrier cdma for future generation mobile communication. *Electronics Communication Engineering Journal*, 14(2) :52–60, Apr 2002.

- [112] Yee Nathan, Jean-Paul MG Linnartz, and Gerhard Fettweis. Multi-carrier cdma in indoor wireless radio networks. *IEICE Transactions on Communications*, 77(7) :900–904, 1994.
- [113] Abraham Peled and A. Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '80.*, volume 5, pages 964–967, Apr 1980.
- [114] W.G. Teich, A. Bury, J. Egle, M. Nold, and J. Lindner. Iterative detection algorithms for extended MC-CDMA. In *Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings., 1998 IEEE 5th International Symposium on*, volume 1, pages 184–188 vol.1, Sep 1998.
- [115] Alexandre Skrzypczak. *Contribution à l'étude des modulations multiporteuses OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnées*. PhD thesis, Université de Rennes 1, Novembre 2007.
- [116] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded orthogonal frequency division multiplex [tv broadcasting]. *Proceedings of the IEEE*, 83(6) :982–996, Jun 1995.
- [117] D. Pinchon, P. Siohan, and C. Siclet. Design techniques for orthogonal modulated filterbanks based on a compact representation. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 52(6) :1682–1692, June 2004.
- [118] Baudoin Geneviève. *Radiocommunications numériques : Tome 1, Principes, modélisation et simulation*. Radiocommunications numériques. Dunod, 2 edition, 2007.
- [119] Maurice Bellanger. High spectral resolution for future broadband wireless systems. *URSI General Assembly'08*, 2008.
- [120] Stéphane NOBILET. *Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes*. Theses, INSA de Rennes, October 2003.
- [121] Jean-Yves Baudais. *Multicarrier spread spectrum modulation : Analysis and optimization*. Theses, INSA de Rennes, May 2001.