

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR UNIVERSITY- ANNABA
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté: Sciences de l'Ingénieur
Année : 2009
Département: Electronique

THESE
Présentée en vue de l'obtention du diplôme
de DOCTORAT

Intitulée
Traitement Adaptatif Spatio-temporel, Application aux
Communications Radio Mobiles

Option : Traitement du signal

Par : *TABA Mohamed Tahar*

DIRECTEUR DE THESE: *Dr. D. MESSADEG* *M.C. Université de Annaba*

DEVANT Le JURY

PRESIDENT : *Pr. S. TOUMI* *Pr. Université de Annaba*

EXAMINATEURS: *Pr. H. TEBBIKH* *Pr. Université de Guelma*

Dr. M. BOUGHAZI *M.C. Université de Annaba*

Dr. A/K MOUSSAOUI *M.C. Université de Guelma*

Dr. S. REDADAA *M.C. Université de Guelma*

ملخص

إن الاتصالات اللاسلكية المتنقلة هي واحدة من أكثر الصناعات نمواً. إن ارتفاع الطلب على الاتصالات اللاسلكية أدى إلى زيادة في قدرة الأنظمة اللاسلكية. وكان أبسط حل هو زيادة عرض النطاق الترددي ، ولكنه أصبح مع الأيام أكثر فأكثر غير ممكن لأن الطيف الكهرومغناطيسي يزداد ندرة.

إن الطلب المتزايد على قدرة الاستيعاب في خدمات الاتصالات اللاسلكية قد أدى إلى تطوير تكنولوجيا جديدة التي تستغل الانتقائية الفضائية. ويتم ذلك عن طريق شبكات من الهوائيات الذكية و خوارزميات معينة خاصة. إن نظم الهوائيات الذكية تستطيع توفير أعلى قدرة للنظم اللاسلكية وتحسين نوعية الخدمات.

إن برمجة الخوارزميات المتكيفة الخاصة، فإن الخوارزمية المسماة LMS هو الأكثر شعبية في النموذج المستخدم لنظم الهوائيات الذكية. هذا وتقتصر هذه الأطروحة نموذجاً آخر سمي خوارزمية معادلة متكررة الوتيرة سريعة. إن الاستفادة من ترشيح الفضائي ، فإن النموذج المقترح يعد بالحد من عرض النطاق الترددي اللازم لنقل البيانات عن طريق تحسين سرعة التقارب.

إن الأداء الفعال لهذه الخوارزمية في المجال الطيفي مع وجود تداخلات من أطيف أخرى حل باستخدام البرمجيات المحاكاة MATLAB . تحسين سرعة التقارب يؤدي إلى تحسين كفاءة النظام.

نظرة عامة للأطروحة

الفصل 1 :

يصور تزايد الطلب العالمي على الاتصالات اللاسلكية ومصلحة المنتظرة من زيادة كفاءة عرض النطاق الترددي. دوافع وأهداف هذه الفرضية هي أيضاً مذكورة.

الفصل 2 :

حددنا مراجعة عامة على مفهوم الهواتف النقالة ومختلف التقنيات المستخدمة للاتصالات المتعددة الوصلات.

الفصل 3 :

تعاملنا مع مفهوم شبكة الهوائيات المتكيفة وجدواه في تحسين نظم الاتصالات اللاسلكية المتنقلة.

الفصل 4:

يصف بعض المفاهيم من الهوائيات الذكية، على وجه الخصوص الهوائيات المتكيفة التي في مركز هذه الأطروحة، و تأثيرا لهوائيات الذكية على نظم الاتصالات المتنقلة، فضلا عن الفوائد التي حققتها لها.

الفصل 5:

ويصف المعالجة بالهوائيات، التقنيات، ومبادئ الخوارزميات ومختلف التقنيات التي يمكن تنفيذها.

الفصل 6 :

يصف النهج والمنهجية التي تستخدم المجال الطيفي لتحسين سرعة تقارب من الخوارزمية لحساب قيم المرشحات الرقمية.

الفصل 7 :

يصف طريقة لتحديد قناة الاتصال بصفة غير منظورة (عمياء) على أساس تحديد خوارزمية معروفة باسم العلاقة المتشابهة (Cross-Relation) وقدما استعمالا للخوارزمية لتحديد قنوات جي إس إم (GSM).

الفصل 8 : الاستنتاج ومنظورات للبحوث في المستقبل.

ABSTRACT

Wireless communications is one of the most rapidly growing industry. The high demand for wireless communication services had led to an increase in system capacity. The most elementary solution would be to increase bandwidth; however, this becomes ever more challenging as the electromagnetic spectrum is becoming increasingly congested.

The ever-increasing demand capacity in wireless communications services has led to developments of new technologies that exploit space selectivity. This is done through smart-antenna arrays and the associated adaptive beamforming algorithms. Smart Antenna systems provide opportunities for higher system capacity and improved quality of service among other things.

In the realization of adaptive beamforming algorithms, the least-mean-square (LMS) algorithm had been the most popular scheme used for Smart Antenna systems. This thesis proposes another model called fast iterative frequency equalization algorithm.. By taking advantage of spatial filtering, the proposed scheme promises to reduce the bandwidth required for transmitting data by improving convergence rate.

The performance of this algorithm in the frequency domain and in the presence of interference is analyzed using MATLAB simulations. Improving the of convergence rate leads to improve the efficiency of the system.

Overview of Thesis

Chapter 1: Illustrates the growing world wide demand for wireless communications and the interest in increasing bandwidth efficiency. The motivation and the objectives for this thesis are also highlighted.

Chapter 2: set out a general review on the concept of mobile telephony and the various techniques used for multiple access communications.

Chapter 3: treat the concept of adaptive antenna network and its usefulness in improving radio communication systems mobile.

Chapter 4: describes some concepts of smart antennas, in particular, adaptive antennas that are in focus of this thesis, and the impact of smart antennas on mobile communication systems as well as the benefits achieved by them.

Chapter 5: describes the treatment of antennas, techniques, algorithms and principles behind the beamforming and the various techniques by which it can be implemented are presented.

Chapter 6: describes the approach and methodology that uses the frequency domain for improving the speed of convergence of the algorithm for calculating the weighting filters.

Chapter 7: Outlines a method for identifying blind channel based on a blind identification algorithm known as the interplay CR (Cross Relation) and we presented an application to identify GSM channels.

Chapter 8: a conclusion and perspectives for future research are exposed.

RESUME

Les communications radio-mobiles sont l'une des industries les plus croissantes. La demande élevée des services de communication sans fil a mené à une augmentation de la capacité des systèmes. La solution la plus élémentaire serait d'augmenter la largeur de bande ; cependant, cela devient de plus en plus contraignant que le spectre électromagnétique devient de plus en plus rare.

La demande, toujours croissante, de capacité dans les services de communications sans fil a mené aux développements de nouvelles technologies qui exploitent la sélectivité de l'espace. Ceci est accompli par des réseaux d'antennes intelligentes et des algorithmes adaptatifs du beamforming associés. Les systèmes d'antennes intelligentes fournissent des opportunités pour une capacité plus élevée des systèmes et d'une qualité améliorée des services.

Dans la réalisation des algorithmes du beamforming adaptatifs, l'algorithme (LMS) a été le modèle populaire le plus utilisé pour les systèmes d'antennes intelligentes. Cette thèse propose un autre modèle appelé algorithme d'égalisation fréquentielle itérative rapide. En tirant profit du filtrage spatial, le modèle proposé promet de réduire la largeur de bande exigée pour Les données de transmission en améliorant la vitesse de convergence.

La performance de cet algorithme dans le domaine fréquentiel en présence des interférences est analysée en utilisant des simulations sur le logiciel de simulation Matlab. L'amélioration de la vitesse de convergence mène à améliorer l'efficacité du système.

Aperçu sur la Thèse

Chapitre 1 : Illustre la demande mondiale croissante des communications sans fil et l'intérêt pour accroître l'efficacité de largeur de bande. La motivation et les objectifs pour cette thèse sont également mentionnés.

Chapitre 2 : nous exposons une revue générale sur le concept de téléphonie mobile et les différentes techniques employées pour les communications à accès multiple.

Chapitre 3 : nous traitons le concept de réseau d'antennes adaptatives et son utilité dans l'amélioration des systèmes de communication radio mobiles.

Chapitre 4 : décrit quelques concepts d'antennes intelligentes, en particulier, les antennes adaptatives qui sont au centre d'intérêt de cette thèse, et l'impact des antennes intelligentes sur les systèmes de communication mobiles aussi bien que les avantages réalisés par elles.

Chapitre 5 : expose le traitement d'antennes, les techniques, les algorithmes et les principes derrière le beamforming et les diverses techniques par lesquels il peut être mis en application sont présentés.

Chapitre 6 : décrit l'approche et à la méthodologie utilisées qui utilise le domaine fréquentiel pour l'amélioration de la vitesse de convergence de l'algorithme pour le calcul des pondérations des filtres.

Chapitre 7 : expose une méthode d'identification aveugle du canal basée sur un algorithme d'identification aveugle connu sous le nom Relation Croisée CR (Cross Relation) et nous avons présenté une application pour identifier des canaux GSM.

Chapitre 8 : Conclusion générale et perspectives possibles pour de futurs travaux de recherche.

DEDICACE

Je dédie ce travail à mon très cher père : Bachir qui m'a quitté précipitamment sans qu'il assiste à ma soutenance que Allah yarhmou et le lui donne la paix éternelle dans son paradis "amine".

Et à ma très chère mère Zoubida que Allah la protège.

Mes parents m'ont aidé et encouragé dès mon plus jeune âge à travailler et persévérer.

Liste des figures

N°	Titre de la figure	page
1	Figure 1.1. Réseau de communication radio mobile.	6
2	Figure 2.1. Représentation de l'interférence ISI	12
3	Figure 2.2. Structure cellulaire d'un système sans fil avec quatre ensembles différents de canaux.	12
4	Figure 2.3. Propagation par Trajets Multiples	14
5	Figure 2.4. Un système FDMA avec N utilisateurs	15
6	Figure 2.5. Un système TDMA	16
7	Figure 2.6. Un système TDMA/FDMA.	16
8	Figure 2.7. Différents principes d'étalement du spectre dans les systèmes CDMA	17
9	Figure 2.8. Illustre trois porteuses d'OFDM	18
10	Figure 2.9. Un système de communication sans fil.	19
11	Figure 2.10. Illustration d'une égalisation du canal	20
12	Figure 2.11. Emplacement des bits du pilote.	21
13	Figure 2.12. Réseau linéaire et circulaire.	23
14	Figure 2.13. Opération du Beamforming	24
15	Figure 3.1. ACTS Tsunami II Testbed	26
16	Figure 3.2. Affaiblissements dans les communications sans fil	27
17	Figure 3.3. Illustration de la réduction de la distance de réutilisation des fréquences	28
18	Figure 3.4. Division cellulaire par addition de nouvelles cellules dans les sites à demande élevée.	30
19	Figure 3.5: Le concept SDMA	32
20	Figure 4.1: Antenne et modèle de rayonnement omnidirectionnel	34
21	Figure 4.2: Système d'antenne Sectorisée et structure de couverture	35
22	Figure 4.3: analogie d'antenne intelligente	37
23	Figure 4.4: concept D'Antennes Intelligentes	38
24	Figure 4.5. Diagramme fonctionnel d'une antenne intelligente de N éléments.	41
25	Figure 4.6. Un réseau linéaire uniforme (ULA) avec 2 capteurs	42
26	Figure 4.7. Modèle directionnel normal d'un réseau non pondéré	44
27	Figure 4.8. Modèle directionnel normal d'un réseau pondéré.	45

28	Figure 4.9. Réutilisation du canal par séparation angulaire.	47
29	Figure 4.10. Réutilisation du canal par séparation spatiale.	47
30	Figure 5.1 : Différentes géométries de réseaux pour les antennes intelligentes	49
31	Figure 5.2: Modèle d'un réseau linéaire équidistant recevant un signal d'angle θ .	50
32	Figure 6.1. Schéma d'un système adaptatif spatio-temporel.	61
33	Figure 6.1. Signal Transmis	71
34	Figure 6.2 : Signal Reçu	71
35	Figure 6.3. Erreur Résiduelle Pour notre méthode après un temps $t=T1$.	71
36	Figure 6.4. Résultat d'égalisation par notre méthode après un temps $t=T1$	71
37	Figure 6.5 (a): Erreur Résiduelle. Après un temps $t=T1$ pour LMS (b): Résultat d'Egalisation par LMS après un temps $t=T1$	72
38	Figure 6.6. (a): Erreur Résiduelle. Après un temps $t=15T1$ (b): Résultat d'Egalisation par LMS après un temps $t=15T1$	72
39	Figure 6.7. Après un temps $t=35T1$ (LMS)	73
40	Figure 6.8. Après un temps $t=50T1$ (LMS)	73
41	Figure 6.9. Erreur Résiduelle en fonction du temps $T1$ pour LMS.	73
42	Figure 7.1. Spectre de puissance simulé d'une modulation GMSK	76
43	Figure 7.2. Un Burst Normal d'un signal GSM.	77
44	Figure 7.3. Représente deux formes d'Impulsions d'approximation linéaire de GMSK.	80
45	Figure 7.4. Filtre $h(t)$ composite.	81
46	Figure 7.5. Méthode CR Pour un système SIMO à deux sorties	85
47	Figure 7.6. Estimation du canal de Propagation.	85
48	Figure 7.7. Réponse impulsionnelle des canaux COST-207 pour un canal mobile d'un modèle TYPIQUE URBAN et RURAL.	86
50	Figure 7.8. Erreur relative d'estimation du Canal	86

Liste des Tableaux

N°	Titre du tableau	page
1	Tableau 1 (a) Paramètres de l'utilisateur d'intérêt (b) Paramètres de l'interférence #1. (c) Paramètres de l'interférence #2	71

Liste des acronymes

AWGN: Additive White Gaussian Noise

LMS: Least Mean Square

RLS : Recursive Least Square

DDE: Direct Dedicated Equalizer

DFE: Direct Feedback Equalizer

CMA : Constante Modulus Algorithm

CR: Cross-Relation

GSM: Global System for Mobile communication

ACTS: *Advanced Communications, Technologies and Services*

DCS1800: Digital Cellular System 1800MHz is a term given to what is now known as GSM1800.

dB: decibel

IS-95: Interim Standard 95 is the first CDMA-based digital cellular standard pioneered by Qualcomm

SIR: Signal to Interference Ratio (rapport signal-à-interférence)

TDMA: Time Division Multiple Access

CDMA : Code Division Multiple Access

DS-CDMA: Direct Sequence CDMA

GPS: Global Positioning System

SDMA : Spatial Division Multiple Access (l'accès multiple par Division d'espace)

(RF): Radio-Frequency

SNR: Signal to Noise Ratio.

ULA : Uniform Linear Antenna (Un réseau linéaire uniforme)

LTV Filter: Linear Time Variant Filter

ISI : Interférence Inter-Symbole (Interférence Inter symbole)

CCI: Co-Channel Interference (Interférences Co-Canal)

LCMV: Linear Constraint Minimum Variance

MMSE: Minimum Mean Square Error

DOA: Direction Of Arrival.

MSE : Mean Square Error (l'erreur quadratique moyenne)

MUSIC: Multiple Signal Classification

STAP: Space Time Adaptive Processing

RIF : Réponse Impulsionnelle Finie

GP : Garde period

GMSK: Gaussian Modulation Shift Keying

QAM: Quadratique Amplitude Modulation

QAM4: Quadratique Amplitude Modulation 4

SOS: Second Order Statistics

QPSK: Quadratic pulse Shift Keying

BPSK: Binary pulse Shift Keying

SIMO: Single Input / Multiple Output

DSP: digital Signal Processing

Beamforming: is a signal processing technique used in sensor arrays for directional signal transmission or reception.

A^+ : Pseudo-inverse de la matrice A

FFT: Fast Fourier Transform

SMI: Sample Matrix Inversion

NLMS: Normalized LMS

SOS: Second Order Statistics

SIMO: Single Input / Multiple Outputs

COST: *European Cooperation in the field of Scientific and Technical Research*

COST – 207 : Digital Land Mobile Radio Communications

Table des matières

Chapitre 1

Introduction	4
1.1 Introduction générale	4
1.2 Motivation et Objectif de Thèse	7

Chapitre 2

Les Communications Radio Mobiles	9
2.1 Introduction	
2.2 Limitation Caractéristiques des communications sans fil	11
2.3 Méthodes d'accès multiples	15
2.4 Structure du récepteur	19
2.5 Structure spatiale du récepteur	23

Chapitre 3

Introduction aux Antennes Adaptatifs	25
3.1 Introduction	25
3.2 Avantages potentiels des antennes intelligentes dans les communications mobiles	26
3.3 Facteur Cout	30

Chapitre 4

Les Systèmes d'Antennes Intelligentes	33
4.1 Introduction	33
4.2 Antennes Omni directionnelles	33
4.3 Diversité de Systèmes	35

4.4	Systeme d'Antenne Intelligente	37
4.5	Améliorations des performances	45

Chapitre 5

	Traitement d'Antennes	48
--	------------------------------	-----------

5.1	Introduction	48
5.2	Réseaux d'Antennes	48
5.3	Beamforming	49
5.4	Méthodes à Structure Spatiale	54
5.5	Algorithmes du Beamforming Adaptive	57

Chapitre 6

	Egalisation Fréquentielle Itérative Rapide	60
--	---	-----------

6.1	Introduction	60
6.2	Modele du Signal	61
6.3	Le critère MMSE	63
6.4	Techniques Itératives	65
6.5	Convergence	67
6.6	L'algorithme proposé	68
6.7	Principe de la méthode proposée	69
6.8	Resultats de Simulations	70
6.9	Conclusion	74

Chapitre 7

	Identification Aveugle par la méthode Relation Croisée (Cross-Relation)	75
--	--	-----------

7.1	Introduction	75
7.2	Approximation du signal GMSK	77

7.3 Diversité du canal	82
7.4 La méthode CROSS-RELATION	84
7.5 Résultats de Simulation	85
7.6 Conclusion	86
Chapitre 8	
Conclusion Générale et Perspectives	88
8.1 Conclusion Générale	88
8.2 Perspectives	89
Bibliographie	90

Chapitre 1

Introduction

1.1 Introduction Générale :

En 1887, Gugliermo Marconi a démontré la capacité de la radio de fournir un contact continu des bateaux naviguant dans la Manche [1]. Beaucoup a changé depuis lors, avec la demande globale de la voix, des données et les services vidéo, les communications sans fil éprouvent un taux de croissance explosif. Actuellement le nombre d'utilisateurs du téléphone cellulaire se développe annuellement approximativement de 50 pour cent en Amérique du Nord, 60 pour cent en Europe de l'ouest, 70 pour cent en Australie et en Asie ; et plus de 200 pour cent en Amérique du Sud [2]. Ceci pose un certain nombre de défis aux gouvernements et aux fournisseurs de service mobiles.

Pendant la dernière décennie le monde a été témoin de la croissance explosive de l'utilisation des communications mobiles sans fil. En regardant autour, nous trouvons des utilisateurs avec des téléphones mobiles, PDAs sans fil, radiomessagerie, lecteurs MP3, et des écouteurs sans fil à relier à ces dispositifs. Ceci donne une petite idée sur l'impact des communications sans fil dans notre vie quotidienne. En outre l'avènement de nouvelles technologies tels comme Bluetooth, WIFI et Zigbee [98] et d'autres communications sans fil à courte portée encouragent le développement ultérieur d'une grande variété de dispositifs sans fil.

Les systèmes de communication mobiles de deuxième génération (par exemple, le GSM, IS-136, PDC et IS-95) sont des technologies mûres maintenant. Les radiocommunications sont en cours de faire un saut qualitatif dû à la révolution technologique et aux nouveaux services qui ont émergé. La révolution technique et la

croissance continue des systèmes mobiles de radiocommunication est devenue possible par les avancées extraordinaires dans les domaines relatifs au calcul numérique, à la technologie des circuits à grande vitesse VLSI, l'Internet et, naturellement, le traitement numérique du signal.

La troisième génération (3G) et les systèmes de communications mobiles de la prochaine génération devraient supporter une demande sensiblement plus grande et améliorent la gamme des services des systèmes de deuxième génération. Ces services incluent les données, le courrier électronique, les images, la vidéo et les communications interactives. La quête interminable pour de tels services personnel et multimédia exige, cependant, des technologies fonctionnant à des débits plus élevés et à de plus larges bandes. Ceci combiné avec l'imprévisibilité et l'aspect aléatoire du canal de propagation a créé une multitude de nouveaux problèmes techniquement motivant pour lesquels les algorithmes adaptatifs et les traitements avancés des signaux peuvent offrir de nouvelles et meilleures solutions.

Deux obstacles majeurs pour les systèmes de communication sans fil numériques à haut débit sont les interférences intersymboles (ISI) et les interférences de co-canal (CCI) Figure 1.1. ISI est provoqué par la sélectivité de fréquence du canal (dispersion temporelle) due à la propagation par trajets multiples. Des égaliseurs peuvent être employés pour compenser les distorsions dues au canal. On peut concevoir un égaliseur connaissant le signal reçu, ou on peut d'abord estimer la réponse impulsionnelle du canal et ensuite concevoir un égaliseur basé sur le canal estimé. Les interférences CCI, résultent de la réutilisation cellulaire des fréquences et limite ainsi la qualité et la capacité "le nombre d'utilisateurs" des réseaux sans fil. CCI peut être réduit par l'utilisation de réseaux d'antennes adaptatives également connus sous le nom de « Antennes Intelligentes ». Ces systèmes utilisent un réseau d'éléments d'antennes qui fournissent des informations directionnelles ou spatiales concernant les signaux reçus. Puisque le signal désiré et les interférences co-canal non désirées arrivent généralement de différentes directions, un l'algorithme du beamforming adaptatif peut ajuster le gain spatial pour améliorer le signal désiré et atténuer les interférences co-canal.

En outre, la demande élevée des services de communication sans fil exige des capacités croissantes du système. Il y a une croissance régulière des débits exigés à mesure que la demande du service de haut-débit-bits augmente. Pour répondre à ces exigences ; les systèmes et les réseaux sans fil courants et ceux des futures générations supporteront des débits beaucoup plus élevés comparés aux normes établies [4]. Traditionnellement, ceci est accompli en augmentant la largeur de bande des ressources. Cependant, comme le spectre électromagnétique devient une ressource rare, il y a une motivation accrue vers la recherche qui exploite la sélectivité de l'espace [5].

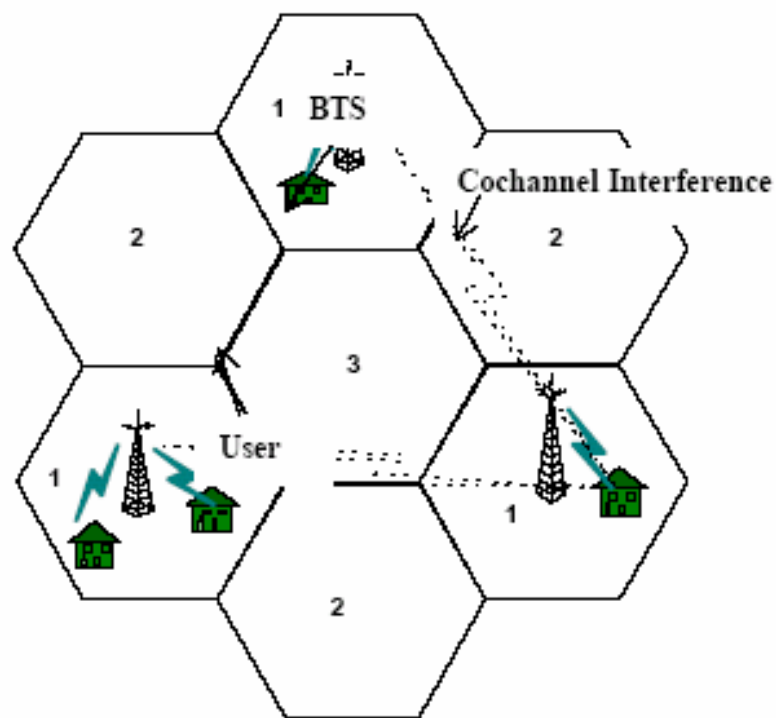


Figure 1.1. Réseau de communication radio mobile

Puisque le spectre disponible pour fournir des communications haut débit pour de nouveaux abonnés est limité, il n'y a aucun doute que les antennes intelligentes sont la meilleure solution pour augmenter la capacité et la performance des systèmes [6]. Les antennes intelligentes assurent également une plus grande couverture ; donc moins de stations de base pour couvrir la même surface comparée aux antennes conventionnelles.

Dans cette thèse, nous décrivons des architectures du récepteur et des algorithmes adaptatifs de traitement des signaux conçus pour compenser l'ISI et le CCI dans les systèmes de communication radio mobiles

1.2 Motivation et Objective de la Thèse :

Avec le développement des systèmes tels que l'IMT2000 (The International Mobile Telecommunication-2000) et le système mobile universel européen de télécommunication, il y aura des développements considérables dans la qualité et les services fournis par les fournisseurs de services mobiles. Afin d'être universellement accepté ces nouveaux réseaux doivent offrir l'accès mobile aux équipements par la voix, les données et le multimédia [2]. Ceci pose un problème sur le spectre électromagnétique disponible qui est limité pour les communications mobiles.

Les antennes intelligentes permettent l'accès multiple par division d'espace (SDMA), ceci veut simplement dire qu'en contrôlant les signaux dans l'espace cela nous permet d'isoler les signaux du bruit et des interférences. Pour les systèmes mobiles, les avantages sont l'augmentation de la capacité des cellules existantes, conduit à l'amélioration de l'efficacité et la performance du réseau [7]. Par conséquent, ceci nous permettra d'augmenter la vitesse de convergence du système et de ce fait la réduction de la séquence d'apprentissage dont on a besoin pour la mise à jour des pondérations des éléments du récepteur. Par conséquent il y a réduction alternative de la largeur de bande exigée pour la transmission de données.

Afin de réaliser ceci, nous mettons en application un algorithme d'égalisation rapide qui opère dans le domaine fréquentiel pour les systèmes d'antennes intelligentes. Nous avons aussi utilisé une approche d'identification aveugle du canal de transmission pour un système GSM.

C'est le but de la thèse à montrer avec succès, que le modèle proposé augmentera la vitesse de convergence du système d'antennes intelligentes, et donc augmenter l'efficacité de largeur de bande.

1.3 Aperçu sur la Thèse

Chapitre 1 : Illustre la demande mondiale croissante des communications sans fil et l'intérêt pour accroître l'efficacité de largeur de bande. La motivation et les objectifs pour cette thèse sont également mentionnés.

Chapitre 2 : nous exposons une revue générale sur le concept de téléphonie mobile et les différentes techniques employées pour les communications à accès multiple.

Chapitre 3 : nous traitons le concept de réseau d'antennes adaptatives et son utilité dans l'amélioration des systèmes de communication radio mobiles.

Chapitre 4 : décrit quelques concepts d'antennes intelligentes, en particulier, les antennes adaptatives qui sont au centre d'intérêt de cette thèse, et l'impact des antennes intelligentes sur les systèmes de communication mobiles aussi bien que les avantages réalisés par elles.

Chapitre 5 : expose le traitement d'antennes, les techniques, les algorithmes et les principes derrière le beamforming et les diverses techniques par lesquels il peut être mis en application sont présentés.

Chapitre 6 : décrit l'approche et la méthodologie utilisées qui utilise le domaine fréquentiel pour l'amélioration de la vitesse de convergence de l'algorithme pour le calcul des pondérations des filtres.

Chapitre 7 : expose une méthode d'identification aveugle du canal basée sur un algorithme d'identification aveugle connu sous le nom Relation Croisée CR (Cross Relation) et nous présentons une application pour identifier des canaux GSM.

Chapitre 8 : Conclusion générale et perspectives possibles pour de futures travaux de recherche.

Chapitre 2

Les Communications

Radio Mobiles

2.1 Introduction :

Au cours des dernières décennies, de plus en plus d'applications de télécommunication sont convertis vers le concept sans fil. Ce changement a commencé au début des années 80 quand les premiers systèmes cellulaires analogiques commerciaux (systèmes cellulaires de première génération (1G)) ont été lancés : Advanced Mobile Phone Service (AMPS) aux USA en 1979 et le Nordic Mobile Telephone (NMT) dans les pays scandinaves de 1982-1986 [34]. Une des limitations des systèmes 1G était la puissance de consommation élevée par la station mobile (MS). En plus, ces systèmes ont été conçus seulement pour des services vocaux et ont eu seulement un nombre restreint d'utilisateurs. La percée commerciale dans les télécommunications cellulaires est réalisée avec l'introduction des premiers systèmes cellulaires numériques (2G : **GSM** : **G**roupe **S**écial **M**obile) au début des années 90. L'introduction des téléphones portables a changé le mode de vie des gens et a soulevé de nouvelles demandes de services de transmission de données à grande vitesse. Au lieu du vieux concept « Travailler au bureau », les gens, maintenant, veulent être atteints et travailler indépendamment de leur localisation physique.

Quoique GSM supporte aussi des services « données » à vitesse réduite, les services vocaux sont restés le but principal du GSM. Par conséquent, de nouveaux systèmes mobiles ont dû être développés pour satisfaire la demande de meilleurs services de données. Ce sont, pour l'instant, Enhanced Data for Global Evolution (EDGE) [35], le General Packet Radio Service (GPRS) [36] et les systèmes 3G tels que (DS-CDMA) et CDMA 2000 [4,5]. GPRS et EDGE fonctionnent à l'intérieur de la bande GSM, alors que les systèmes 3G sont de nouveaux systèmes complets avec un concept différent de celui de GSM. Dans les systèmes cellulaires 1G et 2G, toute la largeur de bande de fréquence utilisée a été divisée en plusieurs petits canaux, et, à un moment donné, chaque canal pourrait seulement être employé par quelques utilisateurs. Dans les systèmes 3G, tous les utilisateurs partagent la même largeur de bande. Afin de distinguer les différents utilisateurs, chaque utilisateur a un code de propagation unique dans une cellule.

Deux autres types de systèmes ont été co-développés pendant l'évolution des systèmes cellulaires mobiles : le système mobile universel de télécommunications par satellite (SUMTS Satellite Universal Mobile Telecommunications System), le réseau bluetooth, le réseau local sans fil (WLAN : Wireless Local Area Network) et sa version haute puissance WIMAX, et dernièrement (2006) la norme Zigbee [98] est entrée en service. Le concept de SUMTS a été développé pour réaliser une couverture globale [39].

Le WLAN a été créé pour satisfaire la demande des communications sans fil dans les bureaux. Dans WLAN chaque borne est reliée à un réseau local (LAN) par une interface radio [41]. La norme Zigbee [98] est conçue pour les applications domestiques et industrielles (mesure de la température, de l'éclairage, l'humidité, la présence de gens etc...) et exige une faible consommation d'énergie.

Bien que tous les systèmes mentionnés ci-dessus sont conçus pour fonctionner dans des environnements complètement différents, tous ont une chose en commun, qui est transmettre et recevoir des données à travers une interface radio. Le milieu utilisé par les systèmes de communication s'appelle un *canal*, et réduire ou éliminer l'effet du canal sans fil est un grand défi. Le signal transmis sera, donc, affecté par de

nombreux phénomènes comme la propagation par trajets multiples, les interférences co-canal et les interférences inter symboles.

2.2 Limitations Caractéristiques des communications sans fil

Le canal radio est un canal qui change continuellement et engendre par la suite des distorsions et des perturbations de différentes manières sur le signal transmis. Ce dernier sera affecté par les interférences intersymboles ISI, les interférences co-canal CCI, la propagation par trajets multiples et le bruit. Toutes ces imperfections doivent être prises en compte dans la conception d'un réseau sans fil.

2.2.1 L'Interférence inter symbole

L'interférence inter symbole (ISI) est un phénomène qui se produit parce que le canal radio n'a pas une largeur de bande infinie. Les effets d'ISI sont illustrés sur la **Figure 1.1**. La **Figure 1.1.a** représente le signal original transmis et la **Figure** inférieure 1.1.b représente le signal reçu dans un canal à bande étroite (bandlimited). Nous pouvons voir que l'effet d'ISI est que les symboles s'étalent dans le temps jusqu'à chevauchement, ce qui génère une interférence entre les symboles voisins, d'où le nom d'ISI. L'effet d'ISI est plus notable dans les systèmes à débits binaires élevés, parce que la séparation temporelle diminue entre les symboles avec l'augmentation des débits binaires. La manière la plus connue pour contrôler ISI est de mettre un filtre de transmission et de réception dans le système [42]. L'intérêt de ces filtres est de limiter la largeur de bande du signal à la largeur de bande du canal avant de transmettre le signal. Ainsi, seulement une quantité commandée d'ISI sera introduite, et chaque utilisateur transmettra seulement sur son canal assigné. Le type le plus utilisé des filtres de transmission et de réception est le filtre en cosinus surélevé (SRRCF), dans lequel les filtres de transmission et de réception sont identiques.

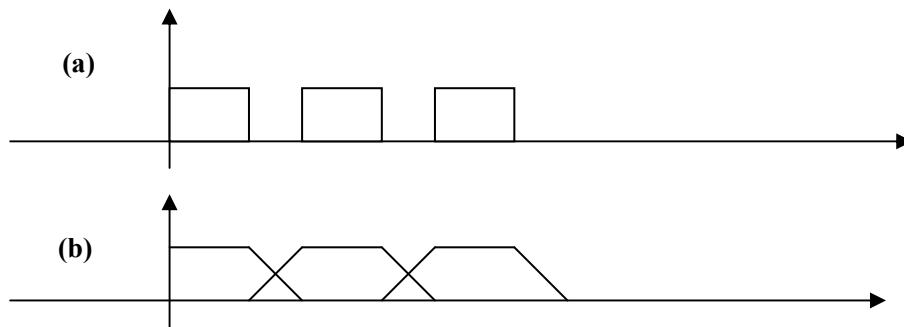


Figure 2.1. Représentation de l'interférence ISI

2.2.2 Les Interférences co-canal

L'interférence co-canal se produit quand plusieurs utilisateurs ou canaux partagent la même fréquence de transmission. Les systèmes 2G et 3G présentent des interférences co-canal mais il y a une grande différence concernant la façon dont ils traitent ce problème.

Dans les systèmes 2G, tout le secteur de couverture est divisé en cellules. Dans chaque cellule seulement un canal est utilisé [34]. Puisque la largeur de bande du système est limitée, le canal doit être réutilisé dans une autre cellule. Puisqu'il y aurait des interférences inacceptables de co-canal si des cellules voisines transmettent sur la même fréquence, le système est conçu de façon à séparer des cellules qui emploient la même fréquence. La distance entre les cellules qui utilisent le même canal s'appelle distance de réutilisation. Le concept cellulaire est illustré par la **Figure 2.2**, où quatre ensembles différents de canaux sont utilisés.

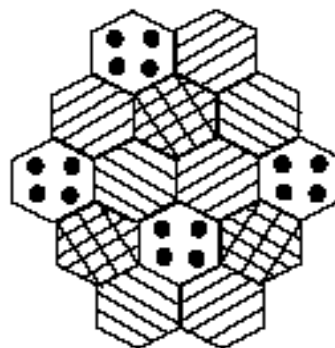
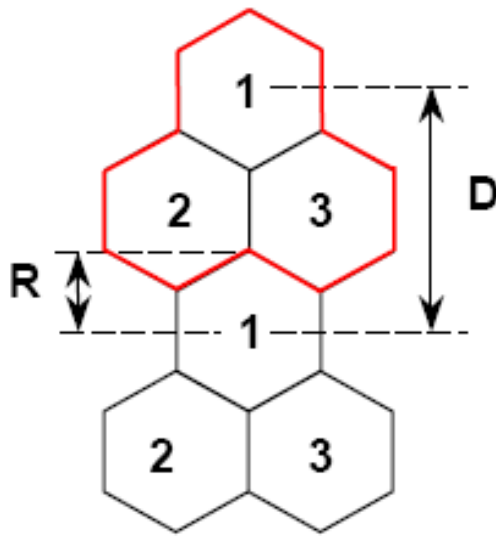


Figure 2.2 : Structure cellulaire d'un système sans fil avec quatre ensembles différents de canaux.



La distance de réutilisation est donnée par :

$$D = R\sqrt{3K}$$

Dans les systèmes 3G, il y a un autre concept pour combattre les interférences co-canal puisque tous les utilisateurs transmettent des données dans la même bande de fréquence. Par conséquent, beaucoup d'outils système, par exemple les codes d'étalements orthogonaux et contrôle de la puissance [37], sont utilisés pour réduire les interférences co-canal.

Une autre manière efficace de combattre l'interférence co-canal est d'employer plus d'une antenne pour recevoir ou transmettre les données. Ainsi, le récepteur ou l'émetteur peut choisir respectivement, ne pas recevoir ou ne pas transmettre, dans la direction de l'interférence, c'est-à-dire faire une opération du beamforming.

2.2.3 Propagation par trajets multiples :

Dans les communications mobiles, un signal transmis est soumis aux réflexions par des bâtiments, montagnes, ou autres réflecteurs [38], voir la **Figure 2.3**. Ce phénomène s'appelle *la propagation par trajets multiples* et mène à la déformation ou même à une suppression provisoire du signal reçu. Les variations d'amplitude du signal reçu s'appellent évanouissements (fading). Quand différentes fréquences sont

atténuées différemment cela s'appelle fading sélectif de fréquence. Autrement, il s'appelle fading plat des fréquences (flat fading).

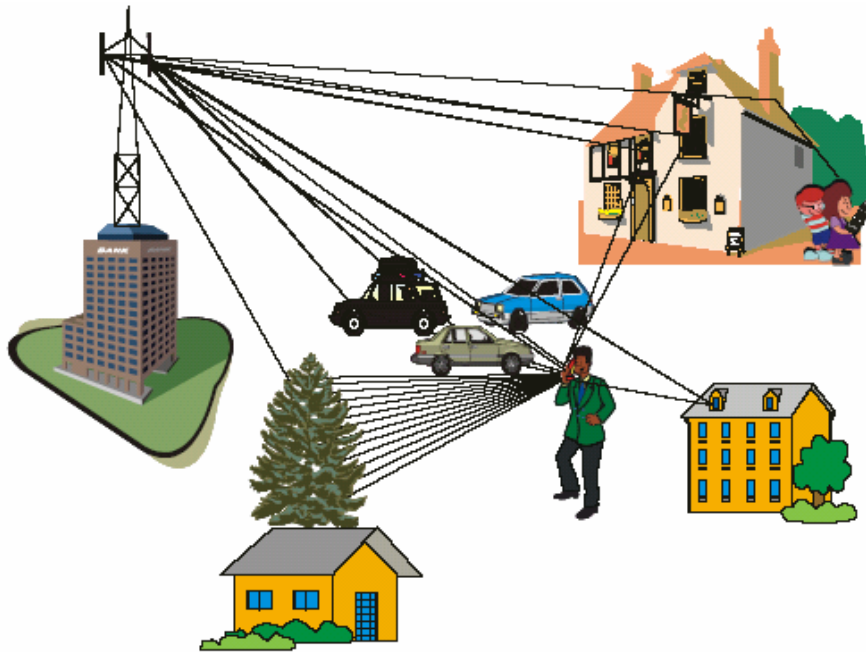


Figure 2.3 . Propagation par Trajets Multiples.

Ainsi, les variations d'amplitude du signal reçu sont dues aux variations temporelles du canal par trajets multiples. L'enveloppe de la réponse impulsionnelle du canal suit une distribution de Rayleigh si la réponse impulsionnelle du canal peut être modélisée en tant que processus gaussien centré à valeurs complexes [42]. Ceci se produit quand le récepteur ne peut détecter aucune composante du signal reçu en vue directe (LOS: Line-of-Sight). Ce genre de canaux est connu comme canal à fading de Rayleigh. Cependant, si une composante LOS existe dans le signal reçu, le canal s'appelle un canal à Fading de Rice et la réponse impulsionnelle peut être modélisée comme processus gaussien complexe à moyenne non nulle.

2.2.4 Le Bruit :

Le bruit est un terme employé pour englober toutes les perturbations qui détériorent le signal transmis, comme le bruit thermique, les composants non-parfaits etc. Dans toute cette thèse on suppose que le bruit est gaussien, avec une densité spectrale de $N_0/2$.

2.3 Méthodes d'accès multiples :

Dans un système de communication sans fil plusieurs utilisateurs partagent un milieu commun de transmission, donc les méthodes « d'accès multiple » sont nécessaires. Les méthodes d'accès multiples les plus utilisés sont généralement, l'Accès Multiple par Division de Fréquence (FDMA : Frequency Division Multiple Access), l'Accès Multiple par Division du Temps (TDMA : Time Division Multiple Access), l'Accès Multiple par Division de Codes (CDMA : Code Division Multiple Access) et l'Accès Multiple par Multiplexage de Fréquences Orthogonales (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ou une combinaison de ce qui précède.

2.3.1 L'Accès Multiple par Division de Fréquence FDMA :

Dans les systèmes FDMA, la largeur de bande du système est divisée en plusieurs canaux et à chaque utilisateur est assigné un canal différent. Il doit y avoir une fréquence de garde entre les différents canaux pour réaliser des niveaux bas d'interférence co-canal. Ainsi, un système FDMA exige une largeur de bande assez importante si des débits binaires significatifs doivent être réalisés. Le principe du système FDMA pour trois utilisateurs est illustré par la figure 2.4.

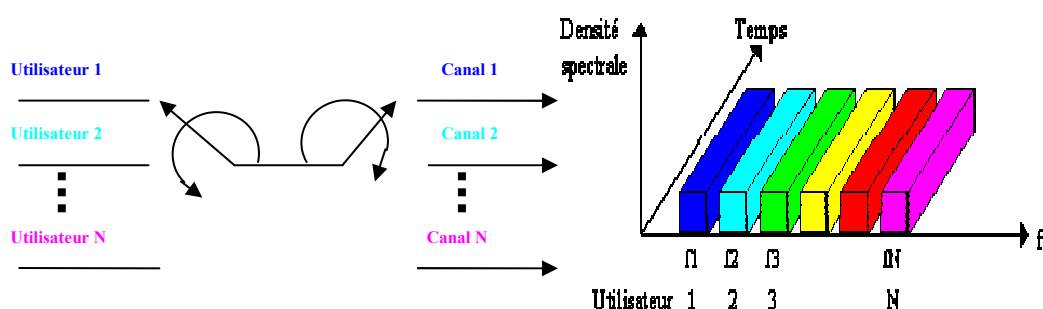


Figure 2.4 Un système FDMA avec N utilisateurs.

2.3.2 L'Accès Multiple par Division du Temps TDMA :

Dans un système TDMA chaque utilisateur est assigné un slot de temps différent, de ce fait, il peut employer la largeur de bande entière du système. Ainsi, il

est possible de réaliser des débits binaires élevés avec une largeur de bande modérée du système, mais beaucoup d'utilisateurs causeront plutôt un grand retard temporel dans le système. La figure 2.5 représente le principe d'un système TDMA pour trois utilisateurs.

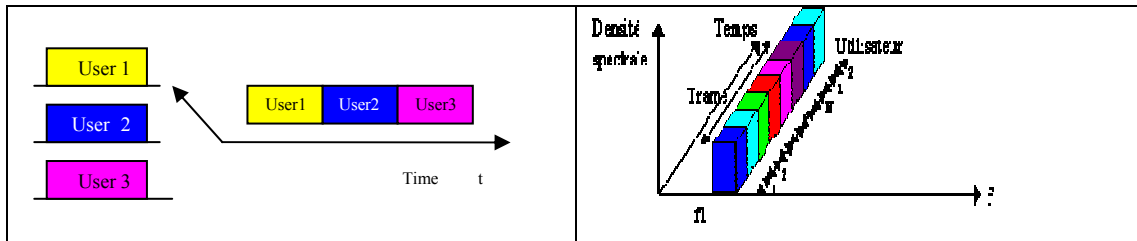


Figure 2.5 Un système TDMA

2.3.3 Système TDMA/FDMA :

Dans un système TDMA/FDMA, la largeur de bande du système est divisée en plusieurs canaux. Pour augmenter le nombre d'utilisateurs possibles dans chaque canal, plusieurs utilisateurs sont multiplexés et envoyés dans le même canal, voir figure 2.6. Ce concept est utilisé par GSM.

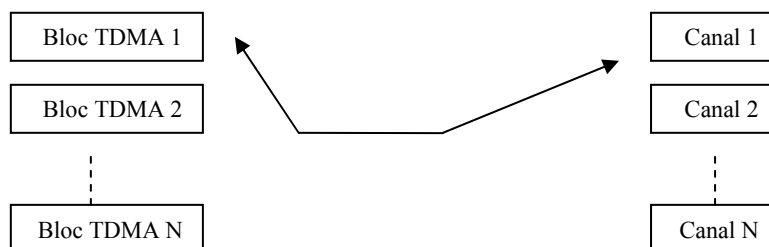


Figure 2.6 Un système TDMA/FDMA.

2.3.4 L'Accès Multiple par Division de Codes CDMA :

Le système CDMA est une technique à étalement du spectre, qui signifie que les signaux transmis sont étalés sur une largeur de bande beaucoup plus grande qu'est nécessaire pour la transmission. La technique à étalement du spectre est tout à fait robuste au fading sélectif de fréquence puisque seulement une partie relativement petite de la largeur de bande du système est susceptible d'être soumise à un profond fading en un temps donné. L'étalement de fréquences est effectué par des codes

orthogonaux. Puisque les codes d'étalement sont orthogonaux, tous les utilisateurs peuvent partager la même largeur de bande. Ainsi, les signaux reçus se composent des signaux de plusieurs utilisateurs superposés. Il est, donc, très important qu'ils soient reçus avec une puissance égale. Autrement, le signal le plus fort (utilisateur) pourrait complètement masquer les autres signaux. Ce phénomène s'appelle « le problème du (Near/Far) ». Par conséquent, la commande de la puissance est une partie très essentielle des systèmes à étalement du spectre. Sans elle la capacité du système sera sévèrement réduite [4, 10]. La propagation par trajets multiples corrélera les différents codes de propagation, et les utilisateurs commenceront à s'interférer les uns avec les autres. Ceci s'appelle l'interférence par Accès Multiple (MAI) et limitera également la capacité dans chaque cellule.

Il existent principalement deux systèmes CDMA : le DS-SS-CDMA (Direct Sequence CDMA) et le FH-SS-CDMA (Frequency Hopping CDMA) [4]. La différence principale entre les deux systèmes réside dans le choix de la méthode d'étalement du spectre. Dans le DS-SS-CDMA, le code d'étalement est multiplié avec le signal original pour réaliser l'étalement. Dans FH-SS-CDMA (ou IS-95), l'étalement est effectuée par la méthode du saut de fréquence, où le code d'étalement détermine l'ordre de la méthode du saut de fréquence. Les différents systèmes sont illustrés sur la figure 2.7

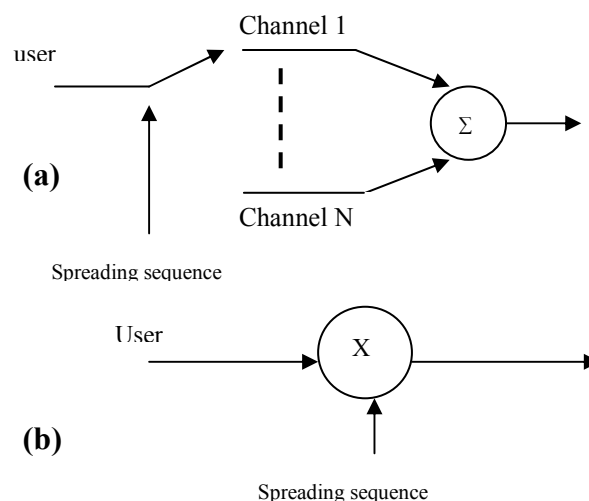


Figure 2.7 Différents principes d'étalement du spectre dans les systèmes CDMA :

- (a) Étalement par saut de fréquences
- (b) Étalement par séquence directe.

2.3.5 l'Access Multiple par Multiplexage de Fréquences Orthogonales :

OFDM est une technique à multi-porteuses où le train binaire est divisé et transmis à travers plusieurs canaux parallèles à taux bas. Puisque les signaux sont transmis à taux bas, la période sera plus longue et le problème avec ISI sera réduit considérablement. Les propriétés de transmission à taux bas créeront également la robustesse contre les environnements par trajets multiples modérés.

Puisque le multiplexage de fréquence est réalisé par des fonctions orthogonales de base (IDFT : Inverse Discret Fourier Transform), les canaux de fréquence parallèles peuvent se recouvrir sans s'interférer les uns avec les autres, voir figure 2.8. Ainsi, l'OFDM est une méthode spectralement efficace dûe au recouvrement des bandes de fréquence. Aujourd'hui, OFDM est employé dans les spécifications Hiperlan II et d'IEEE 802.11a [40]. C'est également un candidat fort pour la prochaine génération des réseaux sans fil, c.-à-d. les systèmes 4G.

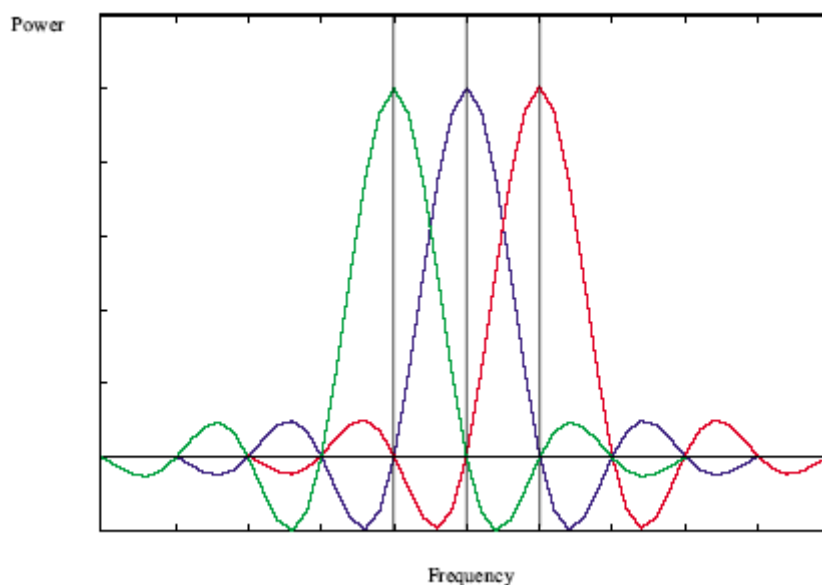


Figure 2.8 Illustre trois porteuses d'OFDM

2.4 Structures du récepteur

Cette section présente une vue d'ensemble des différentes solutions de récepteur qui ont été proposées pour résoudre les problèmes résultant des trajets multiples, ISI et MAI, qui ont été présenté plus haut. Pour donner une image claire, une vue d'ensemble simplifiée d'un système de communication est donnée comme schéma fonctionnel par la figure 2.9. Le placement de l'égaliseur, qui est d'un intérêt particulier pour ce travail, est également montré. Dans ce qui suit, une brève présentation des différents blocs du système sera donnée.

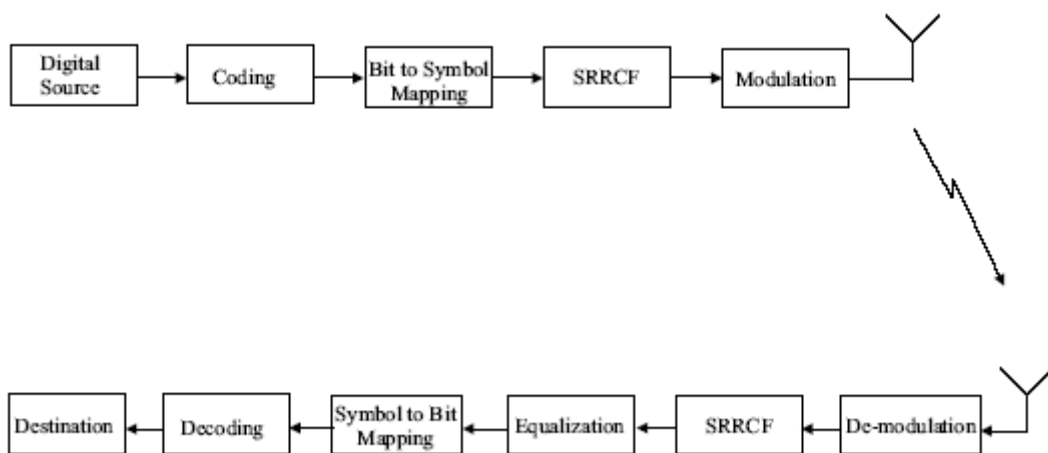


Figure 2.9. Un système de communication sans fil.

Au niveau de l'émetteur, le signal binaire source est codé afin d'atteindre deux objectifs. Premièrement, il est censé pour obtenir une transmission efficace d'enlever l'information redondante (codage de source), et, deuxièmement, pour réaliser une communication fiable à travers des canaux bruités en introduisant le contrôle de l'information redondante (codage de canal). Le train binaire codé est alors transformé en symboles en employant diverses modulations numériques (par exemple, ASK : amplitude shift keying, FSK : frequency-shift keying, ou, PSK phase-shift keying, ou GMSK Gaussian). Avant que le signal soit modulé et transmis sur sa fréquence porteuse, le signal est filtré par un filtre SRRCF pour contraindre l'utilisateur à transmettre seulement sur son canal assigné et réduire ainsi les effets d'ISI.

Au niveau du récepteur, le démodulateur extrait le signal en bande de base à partir du signal haute fréquence reçue. Le signal en bande de base est alors filtré par le SRRCF, pour contrôler ISI [42]. Ensuite l'égaliseur essaye de récupérer le signal

original transmis avant que le signal soit converti de nouveau à un train binaire. En conclusion, le signal est décodé de nouveau à un signal source binaire, qui devrait être d'une ressemblance exacte au signal source binaire transmis.

Il y a fondamentalement trois types de structures d'égalisation ; récepteurs temporels, récepteurs spatiaux, et une combinaison des deux, récepteurs spatio-temporels. L'idée fondamentale derrière ces différentes techniques sera présentée dans les sections suivantes,

2.4.1.1 Structures temporelles de récepteur

Le récepteur temporel estime le canal et ensuite emploie cette information pour récupérer le signal original transmis. Cette section présentera différentes structures temporelles de récepteurs.

2.4.2 Égalisation du canal

Dans une approche d'égalisation du canal, le processus de récupération du signal est considéré comme un problème de filtrage inverse. Toutes les perturbations, comme la propagation par trajets multiples, ISI et le bruit, sont considérés comme étant le résultat d'un canal inconnu, voir la figure 2.10.

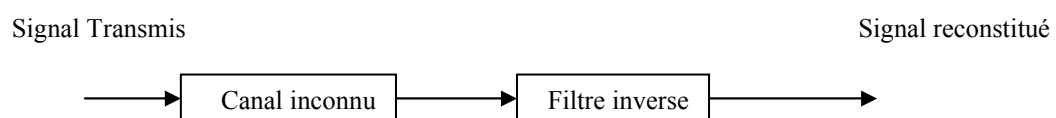


Figure 2.10 Illustration d'une égalisation du canal

Puisque les canaux dans les systèmes sans fil sont variables dans le temps, le filtre d'égalisation doit être estimé continuellement. Par conséquent, le filtre égaliseur du canal est adaptatif pour pouvoir suivre les variations du canal.

Le récepteur optimal pour un système de communication numérique, en supposant un canal linéaire (AWGN), est un filtre optimal [42] combiné avec égaliseur de symboles. Ce filtre doit optimiser le signal transmis et le canal. La bonne

connaissance des caractéristiques du canal est ainsi exigée. Cependant, dans beaucoup de systèmes de communications mobiles variants dans le temps, la connaissance exacte des caractéristiques de canal n'est pas connue a priori. Par conséquent, il est commun d'avoir un récepteur qui est optimale seulement pour la forme d'onde du signal combinée avec un égaliseur. Ceci suppose qu'il y a bonne synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Ces exigences peuvent être surpassées en utilisant un égaliseur à espacement fractionnaire [46] - [47], où le signal reçu est échantillonné r fois la fréquence symbole. Un égaliseur à espacement fractionnaire a les avantages suivants par rapport à un égaliseur à la fréquence symbole [46] :

- L'échantillonnage à une fréquence plus élevée que la fréquence de symbole facilite l'extraction de la synchronisation et l'information sur la porteuse à partir du signal reçu.
- Les égaliseurs à espacement fractionnaire fonctionnent mieux que des égaliseurs à fréquence symbole dans les environnements bruités

D'autres propriétés souhaitables des FSE (Fractionally Spaced Equalizer) sont rapportées dans [47]. L'inconvénient principal de l'égaliseur FSE par rapport à l'égaliseur à fréquence symbole est que le premier a une complexité de traitement plus élevée, qui est le résultat direct des fréquences d'échantillonnage élevées.

Fondamentalement, il y a deux types d'égaliseurs : égaliseurs non aveugles et égaliseurs aveugles. Les égaliseurs Non aveugles emploient une séquence d'apprentissage de données connues (pilote/séquence d'apprentissage) dans chaque bloc de données pour estimer les pondérations du filtre égaliseur, voir figure 2.11.

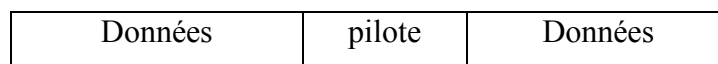


Figure 2.11. Emplacement des bits du pilote.

Deux des algorithmes adaptatifs les bien connus utilisés pour l'égalisation non-aveugle sont les moindres carrés (LMS : Least Mean Square) et l'algorithme des moindres carrés récursif (RLS : Recursive Least Square) [15, 16]. Le LMS a une

complexité de traitement très basse mais dépend fortement de la qualité du signal désiré [55]. Le RLS, quand à lui, est un algorithme qui a une convergence très rapide aux dépens d'une complexité de traitement plus élevée.

Puisque les séquences pilotes occupent l'espace où éventuellement des bits d'informations pourraient avoir été transmis, cela se répercute sur la capacité du système. La longueur et la distance de séparation des pilotes est limitée pour éviter la perte inacceptable de capacité. Par conséquent, l'égaliseur a besoin d'un algorithme de contrôle pour pouvoir suivre les variations du canal entre chaque pilote. DDE (Direct Dedicated Equalizer) ou DFE (Direct Feedback Equalizer) [42] peuvent être employés pour la poursuite du canal et pour augmenter les performances de l'égaliseur. Cependant, Ceci fonctionne seulement pour les environnements à évolution lente, tels qu'un environnement de bureaux. Si les variations du canal sont trop rapides entre chaque séquence d'apprentissage, ces égaliseurs perdent en performance.

Pour éviter les problèmes tels que des séquences d'apprentissage courte et mal placées et des canaux changeants rapidement, les égaliseurs peuvent employer des caractéristiques connues du signal pour estimer les coefficients de l'égaliseur. Cette classe d'égaliseurs, qui emploie l'information a priori au lieu des séquences pilotes s'appelle « les égaliseurs aveugles ». Puisque les caractéristiques du signal transmis sont employées, tous les bits transmis peuvent être employés pour estimer les paramètres de l'égaliseur. Les algorithmes aveugles sont caractérisés par une convergence lente, et ils sont sujets également à des problèmes d'ambiguïté de phase. La convergence lente n'est pas un problème important, puisque l'égaliseur aveugle peut utiliser toutes les données reçues pour estimer les pondérations de l'égaliseur. Un algorithme aveugle populaire est l'algorithme de module constant (CMA : Constante Modulus Algorithme) [50] - [51], L'algorithme de module constant est un algorithme adaptatif aveugle proposé par Goddard [64] et par Treichler et Agee [65]. C'est un algorithme à complexité réduite mais souffre de la convergence lente. Afin d'améliorer la vitesse de convergence plusieurs versions normalisées du CMA ont été suggérées [52].

Dans notre thèse nous avons utilisé l'algorithme CR pour l'identification aveugle des canaux de transmission. Cet algorithme est exposé au chapitre 7.

2.5 Structure spatiale du récepteur :

Un tel récepteur utilise la diversité spatiale qui est réalisée en employant plusieurs antennes en réception ou en transmission, c'est-à-dire en utilisant un réseau d'antennes. La configuration du réseau utilisée dans cette thèse est la configuration linéaire, voir figure 2.12. En plaçant les antennes de réception à différents endroits, différents niveaux de signal seront reçus. Dans le cas du fading de Rayleigh, dans [20] on montre qu'une séparation entre éléments d'antenne est approximativement de moitié de la longueur d'onde est exigée pour que la corrélation entre les signaux reçus peut être nulle.

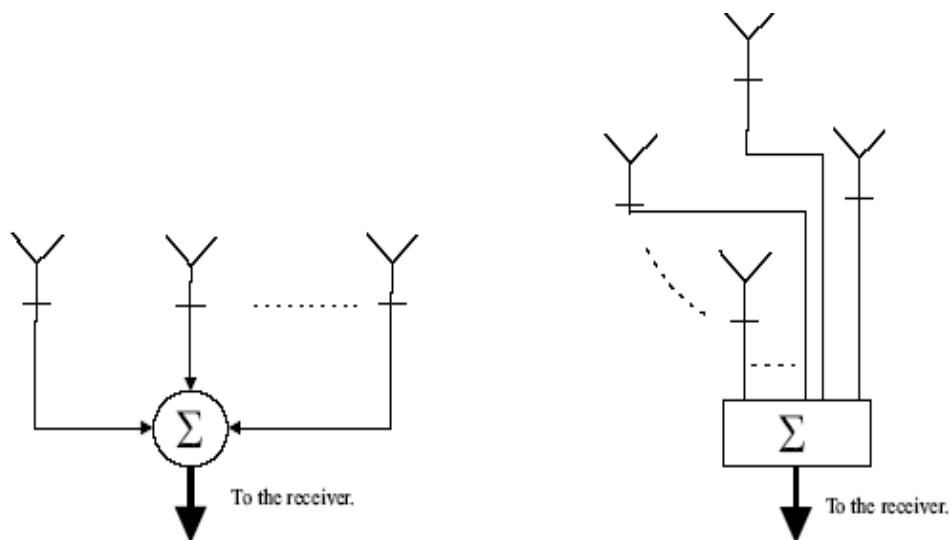


Figure 2.12. Réseau linéaire et circulaire.

Deux manières à mettre en application par un récepteur à diversité spatiale :

1. Additionner les sorties ensemble pour former le signal de sortie ou
2. Choisir, comme signal de sortie, l'un des signaux reçus avec le rapport signal/bruit instantané le plus élevé (SNR) [54].

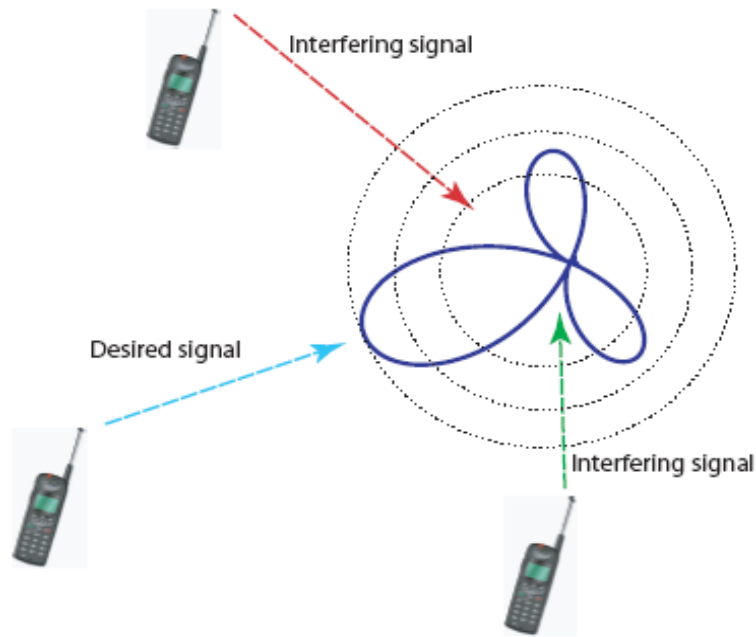


Figure 2.13. Opération du Beamforming

La combinaison de diversité est une manière efficace de combattre la propagation par trajets multiples. La séparation spatiale peut être exploitée par le récepteur en employant une méthode du beamforming Figure 2.13. Dans le beamforming, le réseau d'antennes est orienté pour écouter dans une certaine direction. Ceci est réalisé en ajoutant les différents signaux reçus ainsi qu'une ou plusieurs pondérations complexes pour former le signal de sortie du récepteur [55]. Ainsi, le beamformer peut en principe améliorer le signal d'intérêt pour une certaine direction et supprimer tous les signaux d'interférence qui arrivent des autres directions.

Le chapitre suivant va exposer d'une manière explicite le troisième type de systèmes concernant les systèmes spatio-temporels.

Chapitre 3

Introduction aux

Antennes Adaptatifs

3.1 Introduction

Il y a approximativement 2.4 milliard d'abonnés mobiles dans le monde entier qui utilisent la technologie GSM, et on s'attend à ce que ce nombre augmente considérablement dans les années à venir [11]. Une des manières d'assurer un bon service pour les millions d'abonnés est l'application des systèmes d'antennes intelligentes. À la lumière de ceci, beaucoup de projets et recherches ont été développés pour montrer les avantages potentiels des systèmes d'antenne intelligente.

Ericsson a entrepris un tel projet en coopération avec GSM1800 l'opérateur allemand Mannesmann. L'essai en service réel a impliqué plusieurs stations de base GSM/DCS avec des antennes intelligentes. Basé sur les résultats, Ericsson-Mannesmann a rapporté un gain de 100% à 200% de capacité [2].

Un autre genre de projet est Tsunami II ; un projet dans le 4ème programme européen ACTS traitant le déploiement d'antennes intelligentes aux réseaux DCS1800 basés à Bristol, Royaume-Unie. Les résultats initiaux de rapport du projet suggèrent qu'une prolongation de gamme de 54% dans des environnements ruraux et une réduction des interférences de l'ordre du 30 dB [12].

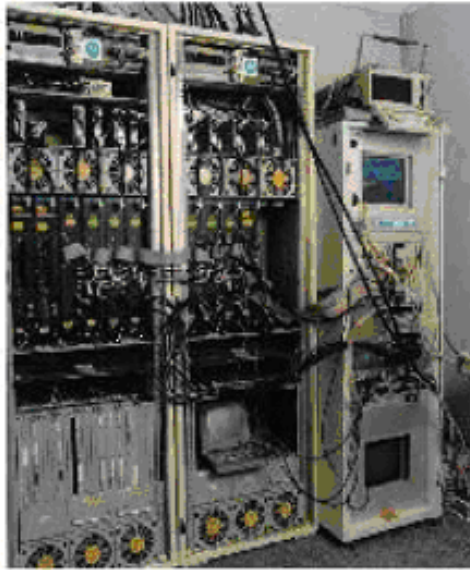


Figure 3-1: ACTS Tsunami II Testbed [12]

Pour citer quelques exemples, Bellofiore et al. [14] ; ont utilisés des systèmes d'antennes intelligentes sur les réseaux mobiles ad-hoc ayant pour résultat l'amélioration de la capacité du réseau. Une amélioration de la capacité de 27% a été montrée par Gordon et al. [15] en utilisant des antennes intelligentes pour les systèmes IS-95.

Il est tout à fait évident que les fabricants et les chercheurs envisagent différentes solutions pour les systèmes de communications mobiles. Après avoir exposé l'impact des antennes intelligentes sur les systèmes de communication mobiles, la section suivante traitera les avantages et les facteurs de coût potentiels liés aux systèmes d'antennes intelligentes.

3.2 Avantages potentiels des antennes intelligentes dans les communications mobiles

3.2.1 Amélioration de capacité et efficacité spectrale

Comme nous avons vu jusqu'ici, la raison pour laquelle il y a un intérêt croissant pour les antennes intelligentes est l'augmentation de la capacité. Dans un environnement

urbain, il y a trois facteurs principaux, qui limitent la performance du système de communication sans fil, comme l'indique la Figure 3-2.

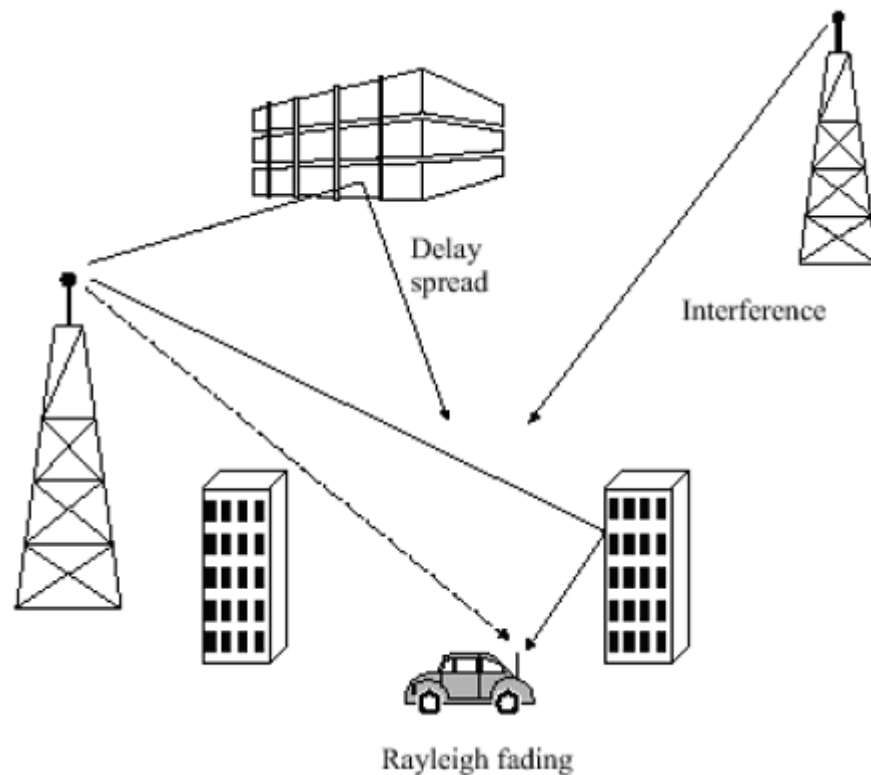


Figure 3-2: Affaiblissements dans les communications sans fil

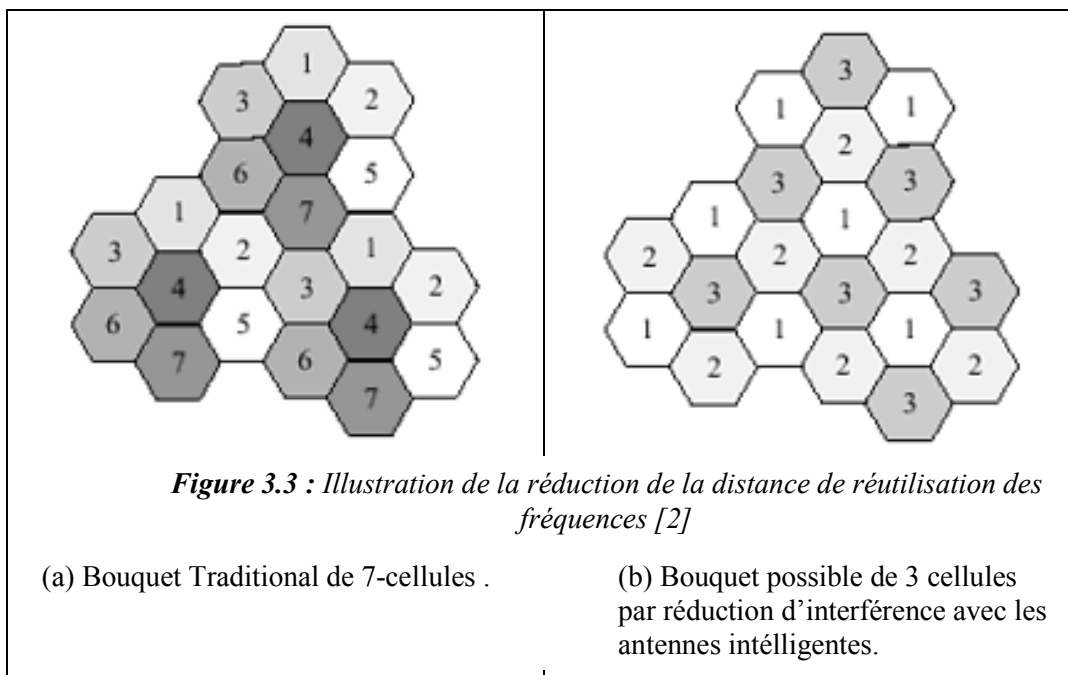
Ces facteurs affectent la qualité du signal transmis aussi bien que la capacité du canal du système. La capacité du canal se rapporte au débit maximal que peut soutenir un canal pour une largeur de bande donnée [16]. Les systèmes d'antennes intelligentes peuvent réduire l'effet de ces facteurs menant à supporter plusieurs utilisateurs sur un débit donné. C'est-à-dire, l'amélioration de la capacité du canal mène à l'amélioration de l'efficacité spectrale.

Le premier de ces facteurs négatifs est l'évanouissement (fading) par trajets multiples, qui est provoqué par les chemins multiples sur le signal transmis jusqu'à l'antenne du récepteur. Les signaux de ces chemins s'ajoutent avec des phases différentes ayant pour résultat la réduction de la taille du signal [2]. Le deuxième affaiblissement est le retard de diffusion, où un signal désiré arrivant de différentes directions est retardé par les différentes distances parcourues [16]. Ceci peut avoir comme conséquence l'interférence inter-symbole, causant la dégradation significative

de la qualité du signal. Les antennes intelligentes peuvent réduire l'effet des réflexions par trajets multiples et le retard de diffusion, en focalisant l'énergie dans la direction désirée, et de placer des annulations dans la direction des signaux non désirés.

Le troisième affaiblissement est l'interférence co-canal. L'interférence co-canal est simplement l'interférence entre plusieurs cellules qui emploient le même ensemble de fréquences pour la couverture d'un secteur donné. En exploitant le filtrage spatial, les antennes intelligentes peuvent efficacement augmenter le rapport signal-à-interférence (SIR) du système, de ce fait réduisant l'effet de l'interférence co-canal. Dans les systèmes (TDMA), avoir un SIR croissant, implique la possibilité de réduire la distance de réutilisation des fréquences [2]. Un exemple est montré par la Figure 3.3, où un bouquet traditionnel de sept-cellule est réduit à un bouquet de trois-cellule. Ceci mènera à une augmentation de la capacité de $7/3$.

Les systèmes (CDMA) sont moins sensibles aux interférences que les systèmes TDMA. La source principale de bruit dans le système est l'interférence d'autres utilisateurs dus aux codes de propagation qui ne sont pas idéalement orthogonaux [13]. Par conséquent nous nous attendrions à un plus grand gain de capacité pour les systèmes CDMA.



3.2.2 Augmentation de la gamme

La puissance de liaison montante reçue à partir d'une unité mobile à une station de base est donnée par [7],

$$P_r = P_t + G_s + G_b - PL \quad (2.1)$$

Où P_r est la puissance à la station de base, P_t est la puissance transmise par l'abonné, G_s est le gain de l'antenne de l'abonné, G_b est le gain de l'antenne de la station de base, et le PL est la déperdition du chemin.

Une antenne intelligente est directive en nature comparée à une antenne traditionnelle ou les antennes sectoriels. En exploitant cette propriété, un gain élevé peut être placé dans la direction du faisceau du signal d'intérêt. Ceci peut réduire la puissance transmise de l'unité mobile et ainsi le résultat sera une cellule de grande taille. Par conséquent, moins de stations de base sont nécessaires, résultant à une réduction du coût. Le gain d'antenne comparé à une antenne simple peut être augmenté d'une quantité égale au nombre d'éléments du réseau, par exemple, un réseau de huit éléments peut fournir un gain de (9dB) [2].

3.3.1 Reduction du Handovers

Quand la quantité du trafic dans une cellule excède la capacité des cellules, une division de la cellule est souvent employée afin de créer de nouvelles cellules Figure 3.4, chacune avec sa station de base et une bande de fréquences. La réduction de la taille des cellules mène à une augmentation du nombre de handovers [16]. En utilisant les antennes intelligentes pour augmenter la capacité d'une cellule, le nombre de handovers peut être réduit réellement. Puisque chaque faisceau trace un mobile, aucun handover est nécessaire, à moins que différents faisceaux utilisant la même fréquence se croisent.

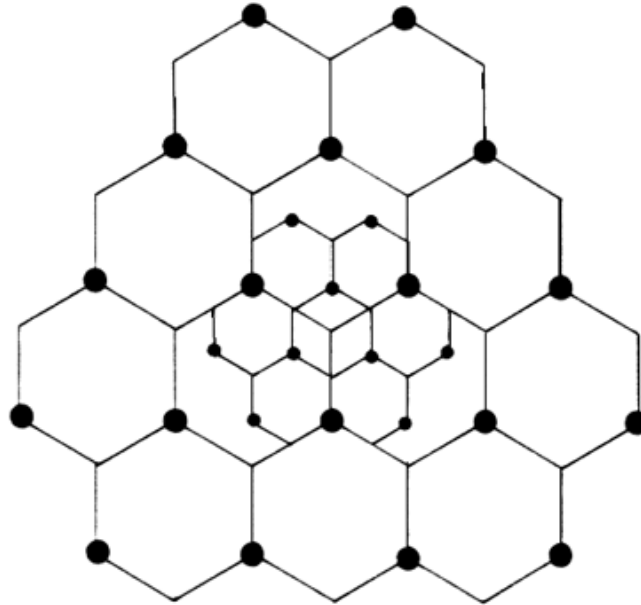


Figure 3.4. Division cellulaire par addition de nouvelles cellules dans les sites à demande élevée.

3.3.2 Nouveaux Services

Quand on utilise des antennes intelligentes le réseau aura accès aux informations spatiales sur les utilisateurs. Cette information peut être employée pour estimer les positions des utilisateurs beaucoup plus exactement que dans les réseaux existants. Le positionnement peut être employé dans les services tels que les appels d'urgence.

3.3.3 Sécurité

Il est plus difficile d'avoir un raccordement quand des antennes intelligentes sont utilisées [2]. Pour avoir avec succès un raccordement l'intrus doit être placé dans la même direction que l'utilisateur vu par la station de base.

3.4 Facteur Cout

Afin d'évaluer les avantages des systèmes d'antennes intelligentes, nous devons également analyser les facteurs de coût qui lui sont liés [2].

3.4.1 La complexité du Transceiver

Il est évident qu'un transceiver à antenne intelligente est beaucoup plus complexe qu'un transceiver traditionnel. L'antenne aura besoin de chaînes séparées de traitement pour chacun des éléments d'antenne du réseau et des calibrages en temps réel précis pour chacun d'eux. En outre, le traitement d'antenne est un processus comportant de nombreux calculs, particulièrement si des réseaux adaptatifs sont utilisés. Ceci signifie que la station de base d'antennes intelligentes doit inclure des processeurs numériques très puissants et des systèmes de contrôle. Ainsi, La station de base d'antennes intelligentes est beaucoup plus chère que les stations de base conventionnelles.

3.2.3 Gestion de ressource

Les antennes intelligentes sont principalement une technologie radio, mais également exige les nouvelles fonctions du réseau telles que la gestion de ressources et la mobilité. Quand un nouveau raccordement doit être établi ou le raccordement existant doit être remis à une nouvelle station de base, aucune information angulaire n'est disponible à la nouvelle station de base et un certain moyen « de trouver » la station mobile est nécessaire. Ceci peut être manipulé en laissant le champ de la station de base sans interruption par la cellule avec un faisceau de « recherche » recherchant des candidats pour un nouveau raccordement. Une autre possibilité est d'employer un système externe, par exemple, le GPS.

Dans l'accès multiple par Division d'espace (SDMA) Figure 3.5, les utilisateurs à l'aide de la même voie de transmission physique dans la même cellule sont séparés par un angle. Quand la collision angulaire entre ces utilisateurs se produit, l'un d'entre eux commute rapidement à un autre canal de sorte que le raccordement ne soit pas interrompu.

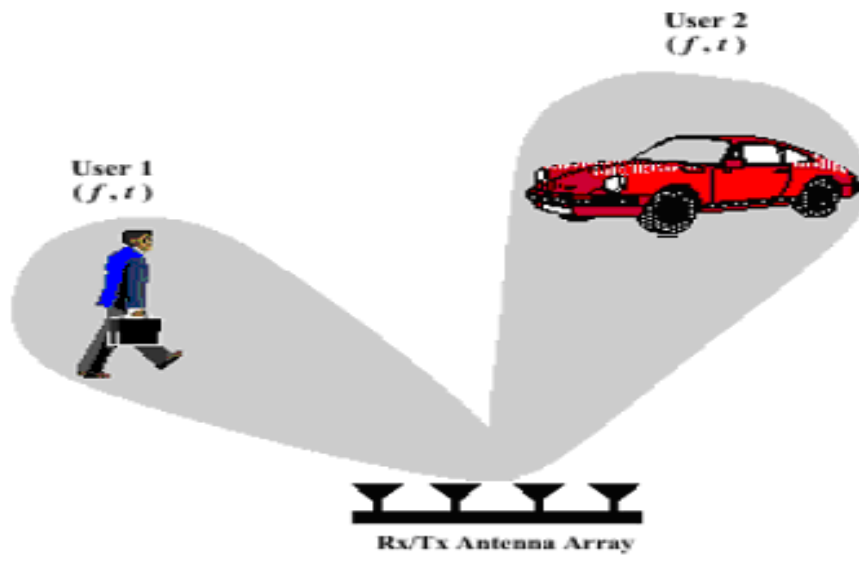


Figure 3.5: Le concept SDMA [2].

Chapitre 4

Les Systèmes

d'Antennes Intelligentes

4.1 Introduction

Une antenne dans des systèmes de télécommunication est le port par lequel de l'énergie radiofréquence (RF) est couplée de l'émetteur au monde extérieur et, à l'envers, au récepteur du monde extérieur [18]. La façon dont l'énergie est distribuée et rassemblée de l'espace est vitale pour l'utilisation efficace du spectre électromagnétique. Les systèmes d'Antennes Intelligentes sont promus pour être la technologie des systèmes de communication sans fil dans ce siècle. Cependant, la question demeure « ce qui est une antenne intelligente ? » Le chapitre 4 cherchera à répondre à cette question, en examinant les différentes technologies d'antenne disponibles.

4.2 Antennes Omni directionnelles

Depuis longtemps les communications sans fil utilisent les antennes omnidirectionnelles. L'antenne omnidirectionnelle est une conception de simple-élément qui rayonne et reçoit de l'énergie électromagnétique dans toutes les directions. Cette conception de simple-élément omnidirectionnel ressemble à un modèle d'ondulation dans une piscine remplie d'eau. La Figure 4.1 représente un tel modèle

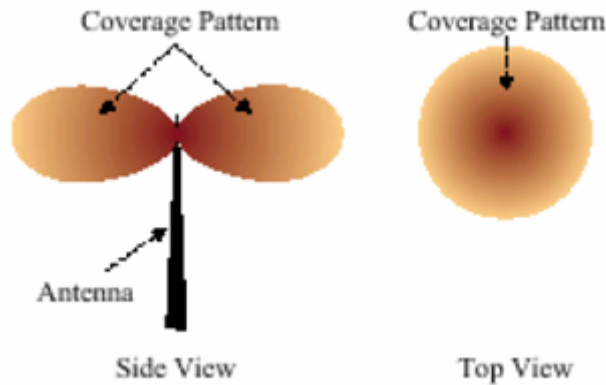


Figure 4.1: Antenne et modèle de rayonnement omnidirectionnel [2].

Cette conception offre une solution aux environnements simples où la connaissance spécifique de l'endroit d'utilisateur est négligeable. Cependant, ceci cause des éparpillements de l'énergie, en atteignant un utilisateur désiré avec seulement un petit pourcentage de l'énergie globale envoyée dans l'environnement [18]. Afin de résoudre ce problème, les stratégies omnidirectionnelles essayent de surmonter des défis environnementaux en amplifiant simplement les niveaux de puissance à l'émission de signaux. Dans un environnement multi-utilisateurs ceci mène à des interférences de co-canal sévères, n'offrant de ce fait aucun avantage de SNR.

En outre, une antenne omnidirectionnelle n'a aucune propriété de réduction des interférences par trajets multiples; donc, elle ne peut pas sélectivement rejeter les signaux non désirés. Ces limitations affectent défavorablement l'efficacité spectrale, incitant des concepteurs à concevoir des technologies plus sophistiquées d'antenne.

Une antenne simple peut également être utilisée pour avoir certaines directions préférentielles fixes de transmission et de réception. Le système d'antenne sectorielle est une approche qui consiste à subdiviser la cellule en secteurs qui sont couverts à l'aide des antennes directionnelles regardant dans des secteurs différents de station de base, Figure 4.2.

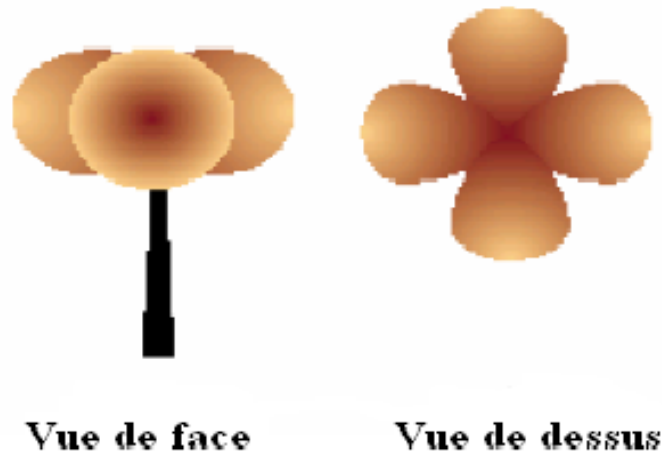


Figure 4.2: Systeme d'antenne Sectorisée et structure de couverture [2].

Du point de vue fonctionnement, chaque secteur est traité comme une cellule, la gamme est plus grande qu'une antenne omnidirectionnelle puisque plus de puissance peut être concentrée sur un plus petit secteur. En outre, les antennes sectorielles tiennent compte de la réutilisation de fréquence en réduisant l'interférence potentielle à l'intérieur de la cellule originale. Cependant, puisque chaque secteur actionne une fréquence différente pour réduire l'effet de l'interférence de co-canal, des handovers entre les secteurs sont exigés. En outre, avec la sectorization, les améliorations de la qualité viennent aux dépens de la capacité. Une sectorisation par trois d'une cellule induit une réduction de capacité d'environ 30% comparée à un emplacement omnidirectionnel [19].

4.3 Diversité de Systèmes

La diversité de systèmes est la prochaine étape vers les antennes intelligentes. Dans le chapitre 2 nous avons vu comment le fading dégrade sévèrement la sortie des systèmes de communications sans fil. Afin de réaliser la transmission de données sans produire une puissance excessivement croissante, il est indispensable d'adopter une technique auxiliaire qui peut faire face à l'évanouissement par trajets multiples rapide [20]. Les systèmes de diversité sont des systèmes les plus efficaces qui peuvent contrecarrer les effets négatifs de l'évanouissement par trajets multiples.

Le système de diversité incorpore deux éléments d'antenne à la station de base avec une légère séparation physique, tenant compte de la basse corrélation entre signaux reçus. Les systèmes de diversité offrent une amélioration de la force efficace du signal reçu en employant dessus des méthodes suivantes [18] :

- Diversité commutée : supposant qu'au moins une antenne sera dans l'endroit favorable à un moment donné, ce système commute continuellement entre les antennes (relie chacun des canaux de réception à la meilleure antenne de portion) pour employer toujours l'élément avec la puissance de signal la plus élevée.
- Combinaison de diversité : Cette approche corrige l'erreur de phase des deux signaux par trajets multiples et combine efficacement la puissance des deux signaux pour produire le gain. D'autres systèmes de diversité, combinent les sorties de toutes les antennes pour maximiser le rapport de l'énergie reçue des signaux combinés au bruit.

En un mot, si un chemin par radio subit un profond évanouissement, la diversité d'antenne commute vers un autre élément, qui peut avoir un signal plus fort. En ayant plus d'un chemin à choisir, le SNR " instantané et moyen" peut être amélioré au niveau du récepteur, souvent de 20 à 30 dB [1]. Bien que, cette approche atténue l'évanouissement par trajets multiples, dans les environnements avec des interférences sévères, la stratégie de prendre le signal le plus fort ou extraire la puissance maximum du signal à partir des antennes peut avoir comme conséquence la réception d'un signal d'interférence plutôt que le signal désiré [2].

La nécessité de distinguer le signal désiré et les interférences a mené à la prochaine étape de l'évolution des systèmes d'antenne qui intègrent intelligemment l'opération simultanée de diversité d'antenne.

4.4 Systeme d'Antenne Intelligente

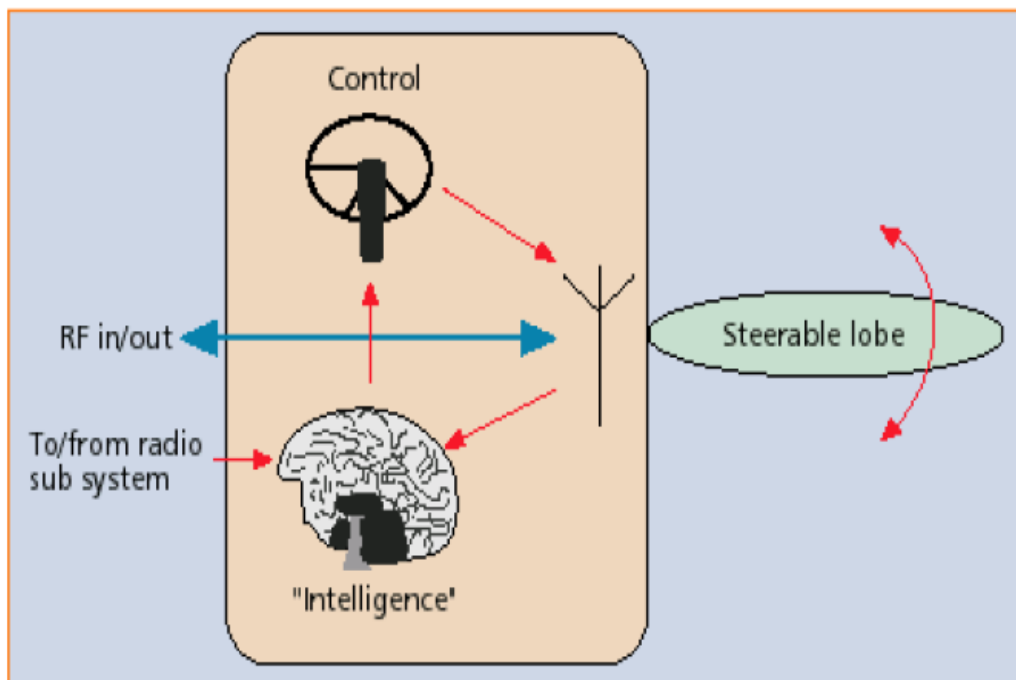


Figure 4.3: Schéma analogique d'une Antenne Intelligente [13].

Les antennes intelligentes sont des réseaux d'éléments d'antenne qui changent leur modèle d'antenne dynamiquement pour s'ajuster sur le signal désiré, et atténuer les interférences causées dans le canal par les effets de trajets multiples, par l'utilisation de processeurs numériques du signal (DSP) [2]. Le DSP peut être vu comme l'intelligence de l'élément d'antenne, qui lui permet de transmettre et recevoir le signal d'une manière adaptatif, et spatialement sensitive. La figure 4.3 illustre comment l'intelligence de l'antenne intelligente oriente son lobe principal.

Les antennes intelligentes sont classifiées selon leur niveau d'intelligence ou les stratégies de transmission, et sont illustrés par la figure 4.4. Les trois classifications principes sont :

- Antennes à faisceaux commutés.
- Antennes à phase Dynamique.

- Réseaux d'antennes adaptatives.

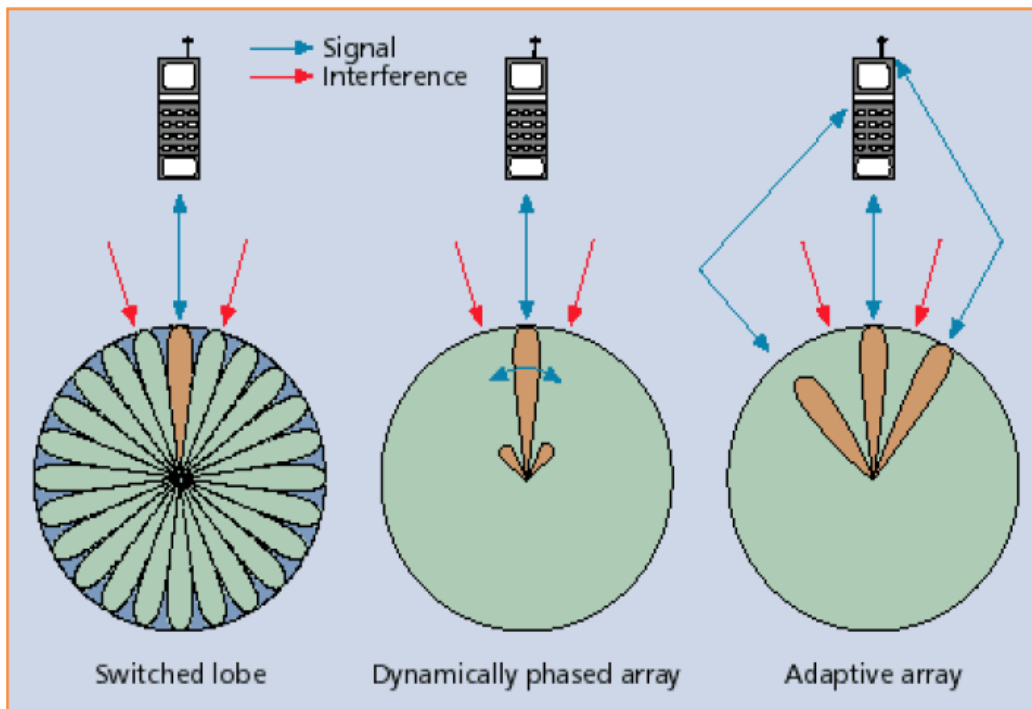


Figure 4.4: concept D'Antennes Intelligentes [13].

4.4.1 Système d'Antennes à faisceaux commutés

Un système d'antennes à faisceau commuté est une extension de cellule sectorielle, car chaque cellule est subdivisée en petits secteurs. Pendant que l'unité mobile se déplace dans toute la cellule, le système d'antennes à faisceau commuté détecte la puissance du signal, choisit le modèle prédéfini approprié de faisceau, et commute continuellement le faisceau si nécessaire. Le but du système d'antennes à faisceau commuté est d'augmenter le gain suivant la localisation de l'utilisateur.

L'inconvénient principal du système d'antennes à faisceau commuté est que le système ne peut pas assurer la protection contre les composantes par trajets multiples reçus des directions près de celle du signal désiré.

4.4.2 Antennes à phase Dynamique

Dans les réseaux d'antennes à phase dynamique, un algorithme de direction d'arrivée (DOA) est utilisé pour la détection du signal reçu à partir de l'unité mobile, la poursuite (tracking) continuuel peut être vue comme une généralisation du concept du lobe commuté, où la puissance reçue est maximisée.

Dans le suivant chapitre nous allons exposer les systèmes d'antennes adaptatives.

4.4.3 Système d'Antennes Adaptatives

Les communications sans fil représentent un domaine de recherche important, menant finalement au développement et à l'amélioration de nouveaux services et produits. L'amélioration substantielle en capacité de ces systèmes est une question principale car leur utilisation devient très large. L'expansion considérable des communications mobiles au cours des dernières années a suscité l'importance d'une utilisation efficace de la largeur de bande de fréquence. Il y a une demande croissante de la capacité dans les systèmes sans fil qui se traduit le plus souvent directement en demande pour plus de largeur de bande qui est tout à fait limitée.

Aussi, les coûts d'installation des infrastructures sont souvent un facteur limitateur quand on veut déployer un nouveau système qui vise à une large surface de couverture. L'augmentation de la gamme des systèmes courants est donc également d'un grand intérêt.

Il y a deux facteurs critiques qui entrent dans la conception des systèmes de communication mobiles de grande envergure, la *capacité* et la *couverture*. Ces deux facteurs ont un impact direct sur le coût et la qualité des services puisque les ressources spectrales sont limitées et l'efficacité spectrale est nécessaire. La dimension spatiale est largement encore inconnue dans les systèmes sans fil. Les télécommunications traditionnelles multiplexent les canaux en fréquence et/ou en temps. Cependant, la dimension spatiale est en général employée d'une façon très rudimentaire, par exemple, on utilise quelques canaux fréquentiels dans certaines zones géographiques (planification de fréquence) pour limiter les interférences. En incorporant des réseaux d'antennes et des techniques efficaces de traitement spatio-

temporel dans les futurs systèmes, la capacité et la gamme peuvent être augmentées. Avec un traitement approprié, il est possible de multiplexer les canaux dans la dimension spatiale juste comme dans les dimensions de fréquence et de temps. La réception et la transmission spatiales sélectives, peuvent réduire les interférences dans le système de manière significative permettant à des fréquences d'être le plus souvent réutilisée et de ce fait la capacité augmente.

Chaque utilisateur a une signature spatio-temporelle unique vue par la station de base. En identifiant cette signature pour la liaison Utilisateur/station de Base (Uplink), le signal d'intérêt peut être extrait à partir du bruit tout en supprimant les interférences. En outre, avec la connaissance de la signature spatio-temporelle décrivant le canal « station de base/Utilisateur » (Downlink), les systèmes de transmission peuvent être conçus pour maximiser la puissance du signal d'intérêt de l'utilisateur tout en réduisant au minimum l'interférence co-canal. Ceci offre une capacité substantielle supérieure aux systèmes sans fil courant.

4.4.3.1 Principe de base

La figure 4.5 montre les principaux éléments d'un système d'antennes « intelligentes ». L'antenne 'intelligente' comprend un réseau de capteurs, le réseau du modèle (patternforming) et le processeur adaptatif :

- **Le Réseau de Capteurs**

il est constitué de capteurs conçus pour recevoir et transmettre des signaux. L'arrangement physique du réseau (linéaire, circulaire, etc.) est arbitraire, mais place des limitations fondamentales sur les possibilités de l'antenne intelligente.

- **Le réseau du Patternforming**

La sortie de chacun des N capteur est introduite dans le réseau du patternforming, où les sorties sont traitées par des filtres linéaire variant dans le temps (LTV). Ces filtres déterminent le modèle directionnel de l'antenne 'intelligente'. Les

sorties des filtres LTV sont alors additionnées pour former la sortie global $y(t)$. Les pondérations complexes des filtres sont déterminées par le processeur adaptatif.

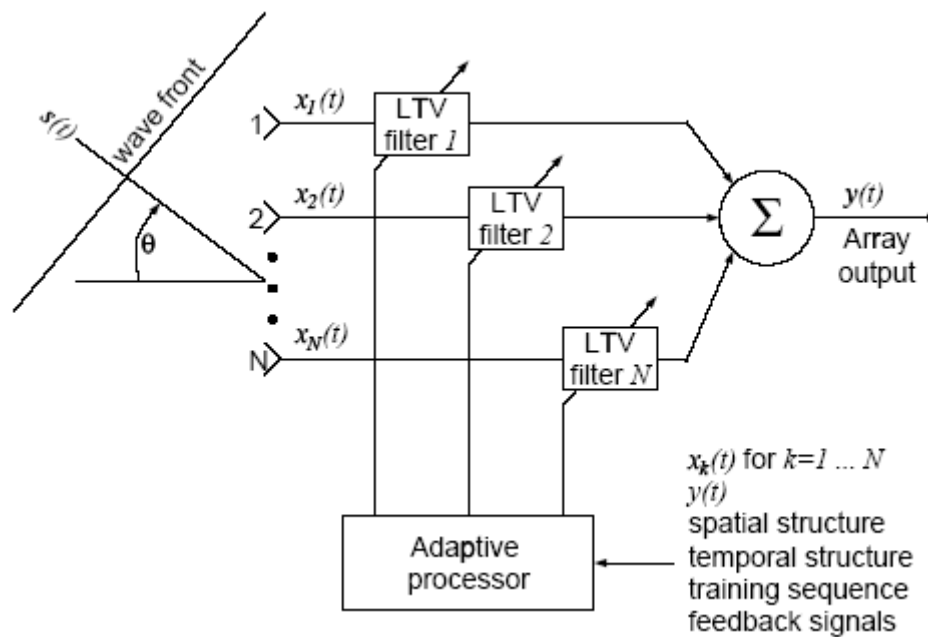


Figure 4.5. Diagramme fonctionnel d'une antenne intelligente de N éléments.

• Processeur adaptatif

Le processeur adaptatif détermine les pondérations complexes du réseau du patternforming. Les signaux et les propriétés connues du système sont utilisés pour calculer les pondérations.

- Les signaux reçus par le réseau de capteurs, $x_k(t)$ pour $k=1 \dots N$
- La sortie de l'antenne' intelligente', $y(t)$.
- La structure spatiale du réseau de capteurs
- La structure temporelle du signal reçu
- Signaux de retour des mobiles
- Topologie du réseau

Le principe de fonctionnement d'une antenne intelligente est expliqué par ce simple exemple. Dans l'exemple, on assume que le réseau de capteurs est linéaire uniforme

(ULA : *Uniform Linear Array*) et se compose de deux capteurs identiques omnidirectionnelles suivant les indications de la figure 4.6.

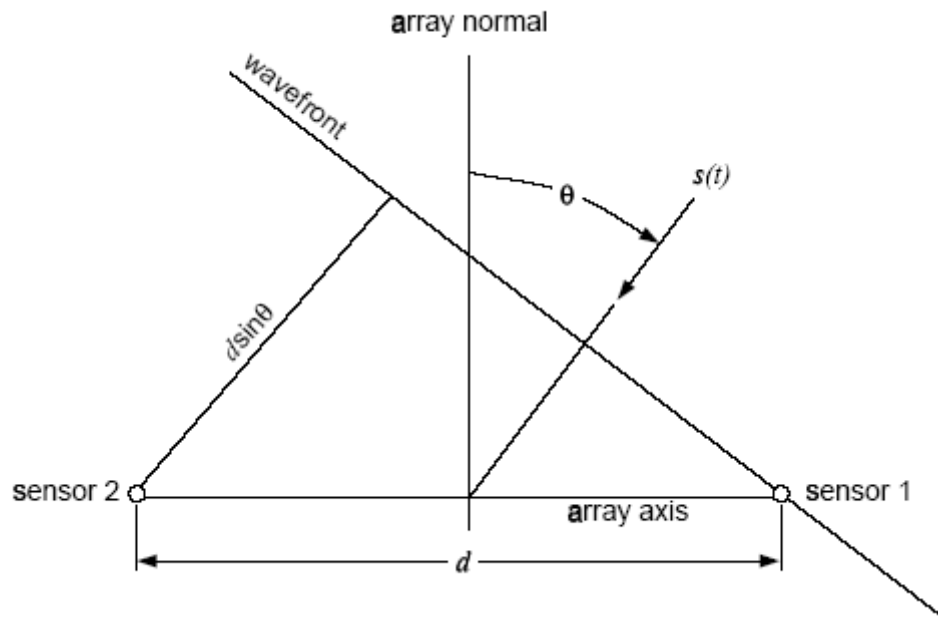


Figure 4.6. Un réseau linéaire uniforme (ULA) avec 2 capteurs

Exemple

Supposer qu'un signal $s(t)$ est produit par un mobile placé dans un champ lointain (far-field) de l'antenne intelligente, l'onde électromagnétique arrivant au réseau de capteurs est approximativement plate (voir figure 4.6). Si la direction θ est différente de zéro, alors le capteur 2 éprouve un temps de retard par rapport au capteur 1 de :

$$\tau = \frac{d \sin \theta}{v}, \quad (4.1)$$

Où d est l'espacement entre les capteurs et v est la vitesse de l'onde plane. Si $s(t)$ est un signal à bande étroite avec une fréquence porteuse f_0 , alors le temps de retard τ correspond au déphasage :

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin \theta \quad (4.2)$$

Où λ_0 est la longueur d'onde correspondant à la fréquence porteuse,

$$\lambda_0 = \frac{v}{f_0} \quad (4.3)$$

Supposons maintenant qu'un deuxième signal d'interférence $n(t)$ avec la même fréquence porteuse est capté par le réseau. Les directions de $s(t)$ et de $n(t)$ sont respectivement 0 et $\pi/6$ radians. La tâche de l'antenne intelligente est d'annuler le signal d'interférence telle que la sortie devient $s(t)$.

Dans cet exemple, le réseau du patternforming est réduit à deux pondérations complexe, $w_1 = w_{1,1} + j w_{1,2}$ et $w_2 = w_{2,1} + j w_{2,2}$. Alors la sortie de l'antenne intelligente dû à $s(t)$ est :

$$s(t) \{ [w_{1,1} + w_{2,1}] + j [w_{1,2} + w_{2,2}] \} \quad (4.4)$$

Pour un espacement entre éléments $d = \lambda_0/2$, le signal d'interférence $n(t)$ présente un déphasage de $\pi/4$ au détecteur 2 par rapport au détecteur 1. Par conséquent la sortie de l'antenne intelligente due à $n(t)$ peut être écrite comme :

$$n(t) \exp(j\pi/4) [w_{1,1} + jw_{1,2}] + n(t) \exp(-j\pi/4) [w_{2,1} + jw_{2,2}] \quad (4.5)$$

Ainsi, pour que la sortie du réseau soit égale à $s(t)$, il est nécessaire que :

$$\begin{aligned} w_{1,1} + w_{2,1} &= 1 \\ w_{1,2} + w_{2,2} &= 0 \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$w_{1,1} - w_{1,2} + w_{2,1} + w_{2,2} = 0$$

$$w_{1,1} + w_{1,2} - w_{2,1} + w_{2,2} = 0$$

La Solution de l'équation (4.6) donne :

$$w_{1,1} = \frac{1}{2}, \quad w_{1,2} = \frac{1}{2}, \quad w_{2,1} = \frac{1}{2}, \quad w_{2,2} = -\frac{1}{2} \quad (4.7)$$

Le modèle directionnel normal en décibels pour un ULA de N éléments avec des coefficients complexes des filtres LTV est donné par :

$$G(\theta) = 10 \log_{10} \left\{ \left| \frac{\sum_{k=0}^{N-1} w_k \exp\left(\frac{j2\pi kd \sin(\theta)}{\lambda_0}\right)}{W^H W} \right|^2 \right\}$$

La figure 4.7 montre le modèle directionnel normal d'une antenne intelligente de deux capteurs sans pondérations du réseau patternforming. La figure 4.8 montre comment le modèle directionnel change, quand les pondérations de l'équation (4.7) sont employées. Nous voyons qu'une atténuation est maintenant placée exactement à un azimuth de $\pi/6$ radians, qui est la direction de l'interférence **Figure 4.7**. En plus, il n'y a aucune atténuation du signal à 0 radians, qui est la direction du signal désiré. Par conséquent on peut dire que l'antenne intelligente est capable de séparer le signal désiré $s(t)$ et le signal d'interférence $n(t)$.

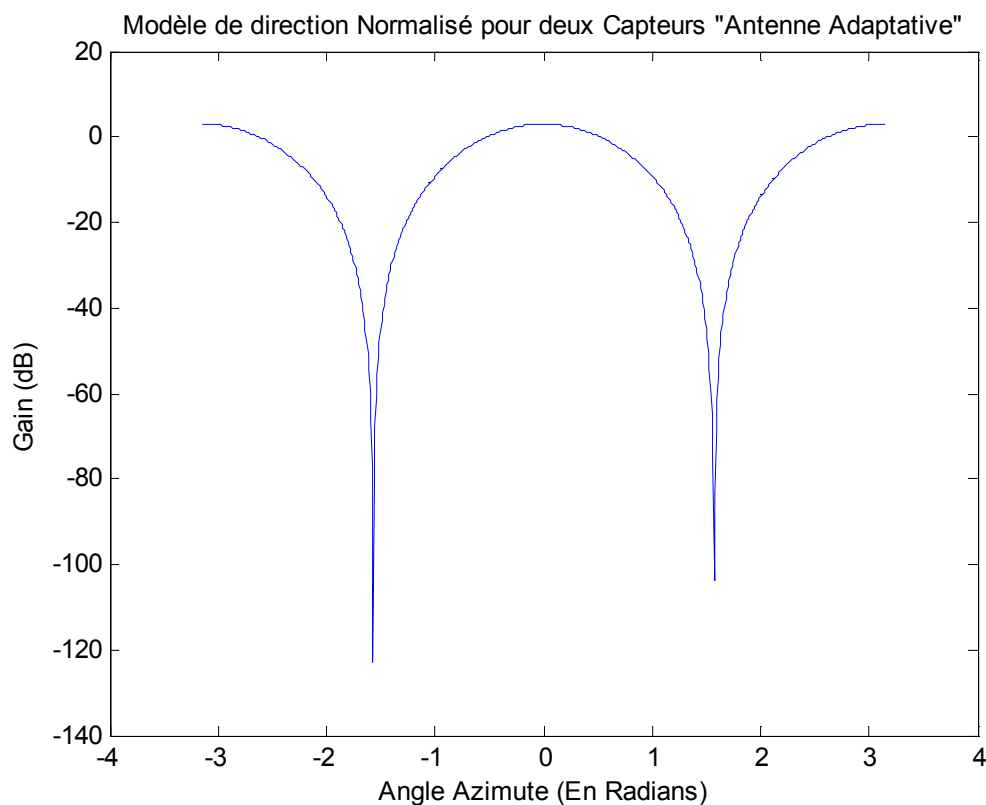


Figure 4.7: Modèle directionnel normal d'un réseau non pondéré

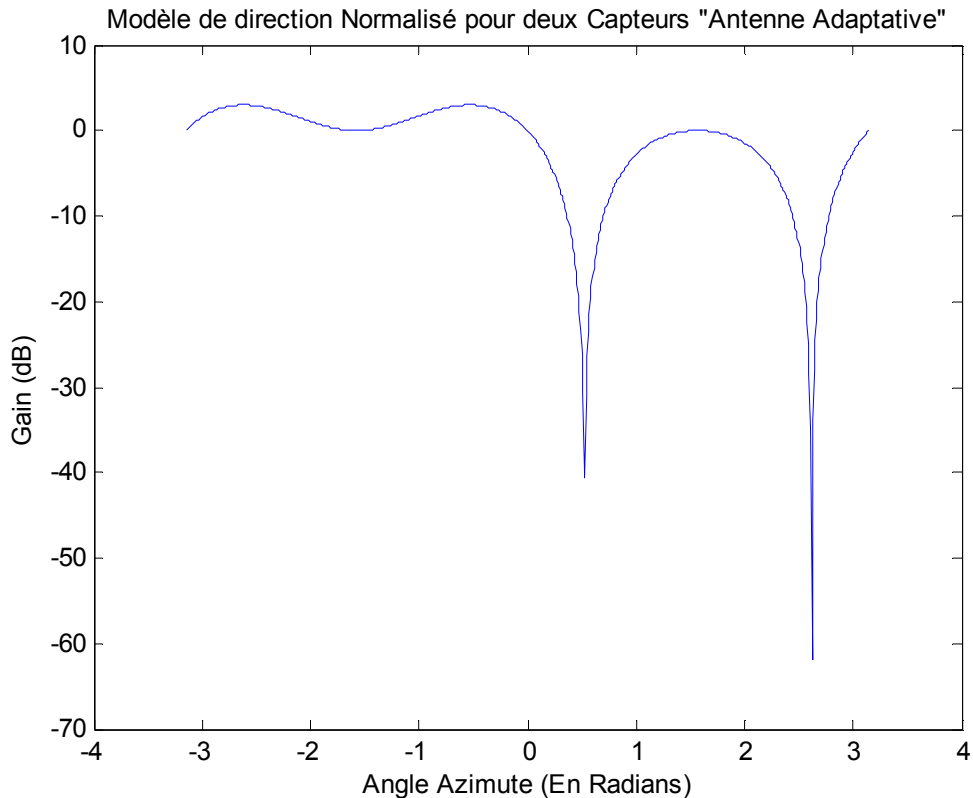


Figure 4.8. Modèle directionnel normal d'un réseau pondéré.

Nous remarquons que le système a mis une annulation à la direction de l'interférence.

4.5 Améliorations des performances

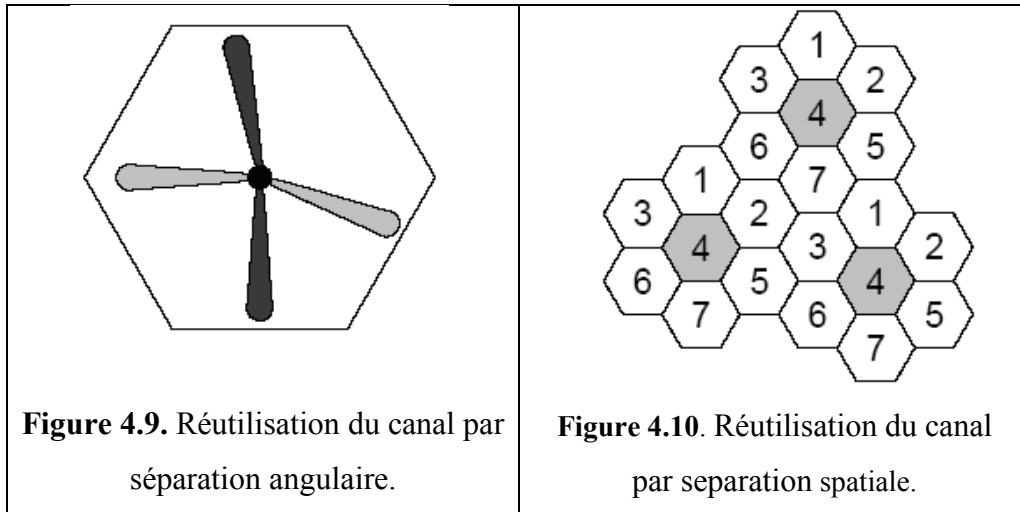
Un processeur spatio-temporel (antenne' intelligente") est capable de former des faisceaux de transmission/réception vers le mobile d'intérêt. En même temps il est possible de placer des annulations spatiales dans la direction des interférences non désirées. Ces possibilités peuvent être employées pour améliorer les performances d'un système de communication mobile :

1. **Augmenter le gain d'antenne :** Les formes d'antennes intelligentes transmettent et reçoivent des faisceaux suivant les indications de la **Figure 4.4**. Par conséquent, l'antenne intelligente a un gain plus élevé qu'une antenne omnidirectionnelle conventionnelle. Le gain plus élevé peut être employé pour l'augmentation efficace de la couverture, ou à l'augmentation de la sensibilité

du récepteur, qui alternativement peut être exploitée pour réduire la puissance transmise et le rayonnement électromagnétique dans le réseau.

2. **Diminuer les Interférence Inter symbole (ISI) :** La propagation par trajets multiples dans les environnements radio mobiles mène à ISI. Employer des transmissions et des réceptions de faisceaux qui sont orientés sur le mobile d'intérêt réduit la quantité de trajets multiples et par conséquent ISI.

3. **Diminuer les Interférences Co-Canal (CCI):** Les émetteurs intelligents émettent moins d'interférence en envoyant seulement la puissance Radio-Fréquence RF dans la direction de la source désirée. En outre, les récepteurs à antenne intelligente peuvent rejeter l'interférence en regardant seulement dans la direction de la source désirée. Par conséquent les antennes intelligentes sont capables de diminuer le CCI. Une réduction significative du CCI peut tirer profit par l'Accès Multiple par Division Spatiale (*SDMA : Spatial Division Multiple Access*) :
 - La même bande de fréquence peut être réutilisée en plusieurs cellules, c.-à-d. la distance de réutilisation de fréquence peut être diminuée. Cette technique est appelée Réutilisation de Canaux par Séparation Spatiale. Voir également la figure 4.10 où les cellules employant la même bande de fréquence sont toujours séparées par deux cellules en utilisant différentes fréquences. La réutilisation de canaux par séparation spatiale peut réduire le nombre de cellules nécessaire pour la séparation sans pour autant augmenter le CCI.
 - Plusieurs mobiles peuvent partager la même fréquence dans une cellule. Des signaux multiples arrivant à la station de base peuvent être séparés par son récepteur tant que leur séparation angulaire est plus grande que les largeurs de bande d'Emission/Réception. Ceci est représenté par la figure 4.9. Les faisceaux qui sont identiquement échantillonnés emploient la même bande de fréquence. Cette technique s'appelle réutilisation de canaux par Séparation angulaire.



Les systèmes de réseaux Adaptatifs ont la capacité d'adapter le modèle de rayonnement du signal RF en temps réel [5]. En d'autres termes, le système de réseaux adaptatifs peut diriger le faisceau principal vers le signal d'intérêt, tout en supprimant le modèle d'antenne dans la direction des signaux d'interférences. C'est l'avantage principal du système du réseau adaptatif par rapport au système à faisceau commuté, et ainsi, c'est le centre principal du projet de notre thèse.

Le système de réseau Adaptatif, peut dynamiquement ajuster le modèle d'antenne pour augmenter la réception tout en réduisant au minimum l'interférence, en utilisant des algorithmes de traitement du signal, ce procédé est également connu comme « le Beamforming adaptatif ». Le schéma bloc fonctionnel d'un système de réseau adaptatif est représenté par **la Figure 4-5**. L'algorithme de traitement du signal ou algorithme adaptatif commande la phase et l'amplitude de la sortie de chaque élément en ajustant itérativement les vecteurs de pondération, w_m , des signaux du réseau d'antennes. C'est une différence importante entre le système de réseau adaptatif et le système de réseau à phase dynamique, qui permet seulement la commande de la phase de l'élément.

Chapitre 5

Traitement d'Antennes

5.1 Introduction

Dans le chapitre 3, nous avons vu comment les réseaux d'antennes adaptatives ont les possibilités à réduire l'interférence de co-canal et de diriger les faisceaux indépendants vers le signal d'intérêt. Ce processus est également connu comme traitement de réseau, qui comporte la manipulation des signaux induits sur les divers éléments d'antenne.

Ce chapitre fournira un traitement complet du modèle du signal utilisé pour le beamforming, aussi il décrit les algorithmes adaptatifs pour ajuster les pondérations du réseau. Ces algorithmes incluent l'algorithme LMS, RLS, DDE et DFE.

5.2 Réseau d'Antennes

Un réseau d'antennes est formé de capteurs spatialement séparés et dont les sorties alimentent un réseau pondéré. Généralement n'importe quelle combinaison des éléments dans différentes structures géométriques peut former un réseau. La figure 5.1, montre quelques exemples de la géométrie des réseaux.

- L'espacement entre les éléments du réseau est assez petit qu'il n'y a aucune variation d'amplitude entre les signaux reçus aux différents éléments.
- Il n'y a aucun couplage mutuel entre les éléments.

- Tous les champs d'incidence peuvent être décomposés en nombre discret d'ondes planes. C'est-à-dire, il y a un nombre fini de signaux.
- La largeur de bande du signal incident sur le réseau est petite comparée à la fréquence porteuse.

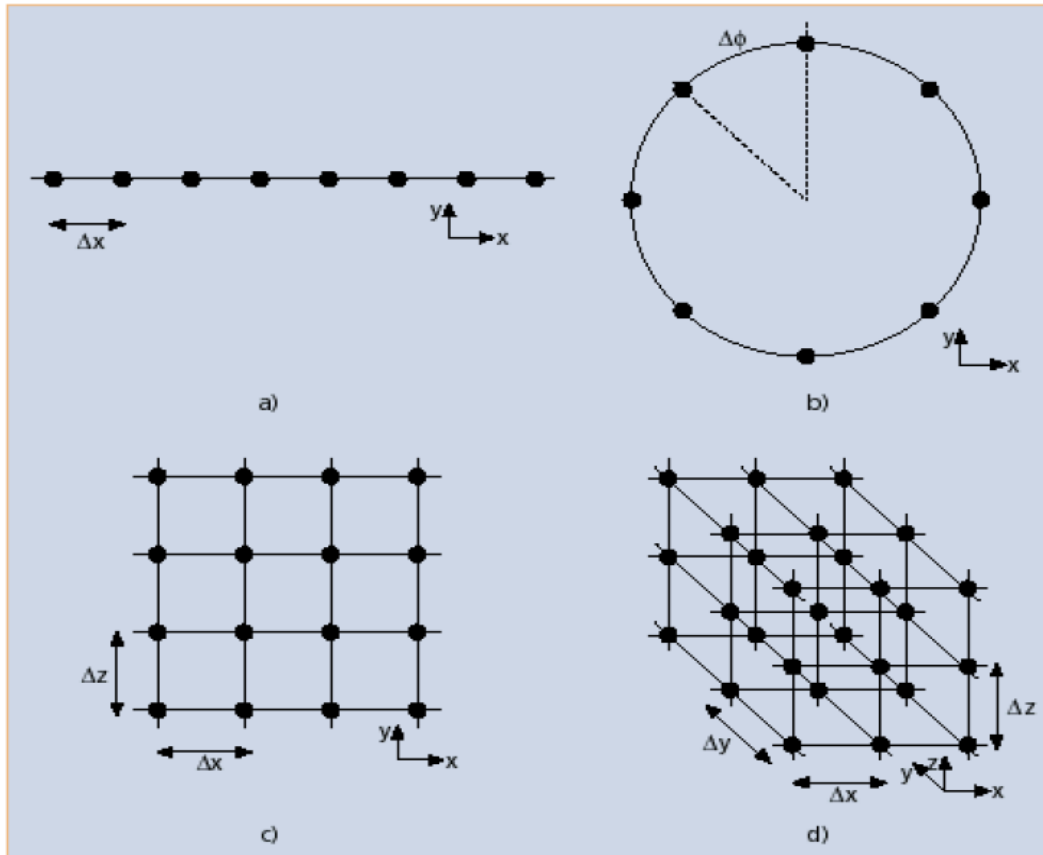


Figure 5.1 : Différentes géométries de réseaux pour les antennes intelligentes

a) réseau linéaire uniforme

b) réseau circulaire

c) réseau en grille de dimension deux

d) réseau en grille multidimensionnel. [13].

5.3 Le Beamforming

5.3.1 Modèle du Signal

Nous considérerons un réseau ULA de M éléments situé dans un champ lointain d'une source ponctuelle sinusoïdale figure 5.2. Afin d'éviter le problème de lobes discordants, qui produisent les faisceaux peu désirés et amplifient donc le bruit

et l'interférence, l'espacement inter éléments dans le réseau ULN ne doit pas excéder $\lambda/2$ [10].

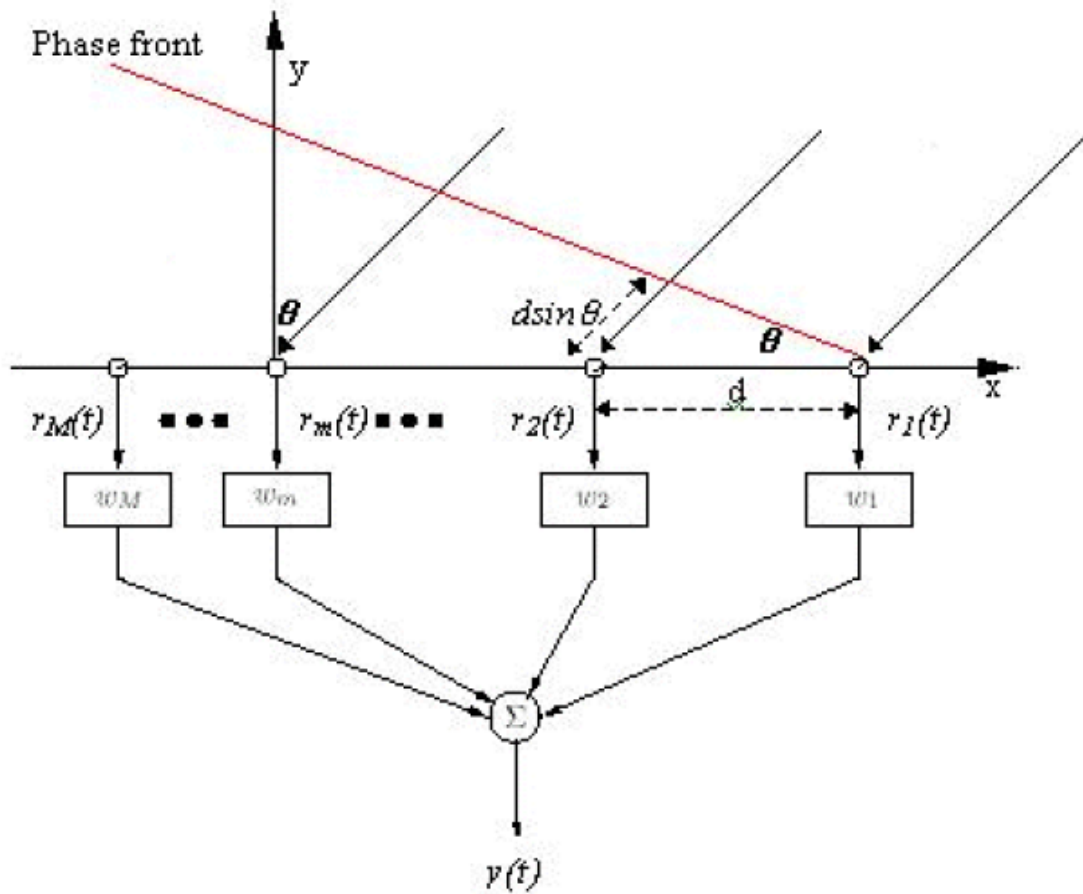


Figure 5.2: Modèle d'un réseau linéaire équidistant recevant un signal d'angle θ .

Nous supposons que toutes les composantes par trajets multiples arrivent à la station de base dans le plan horizontal. La direction d'arrivée (DOA) de l'onde plane empiétant sur le réseau par un angle θ en respectant l'axe y des ordonnées. Chaque branche du réseau sur la figure 5.2 a un élément à pondération complexe, w_m , c'est-à-dire, chaque pondération a une amplitude et une phase qui lui sont liées [10].

Supposons pour le moment que tous les éléments d'antenne sont des antennes isotropes sans bruit, qui ont un gain uniforme dans toutes les directions [17]. Soit $u(t)$ l'enveloppe complexe de la bande de base du signal incident, et sa phase au premier élément est zéro, alors le signal reçu par l'élément d'antenne m est donné par,

$$r_m(t) = Au(t)e^{-j(2\pi(m-1)/\lambda)d \sin \theta} \quad (5.1)$$

Où A est le gain du signal u(t).

La sortie du réseau y(t) est alors,

$$y(t) = \sum_{m=1}^M w_m r_m(t) = Au(t)f(\theta) \quad (5.2)$$

où $f(\theta)$, le facteur du réseau, détermine le modèle de faisceau du réseau en déterminant le gain dans la direction θ [10].

En ajustant l'ensemble des pondérations, nous pouvons changer la direction du faisceau principal du facteur de réseau en n'importe quelle direction désirée. Pour montrer ceci, soit la m^{ème} pondération donnée par,

$$w_m = e^{j(2\pi(m-1)/\lambda)d \sin \psi} \quad (5.3)$$

Où d : distance inter-éléments

λ : longueur d'onde

m : nombre d'antennes

Le ψ est l'angle d'incidence de l'onde plane mesurée à partir de l'axe des abscisses.

Alors le facteur du réseau est,

$$f(\theta) = \sum_{m=1}^M e^{-j(2\pi(m-1)/\lambda)d(\sin \theta - \sin \psi)} \quad (5.4)$$

Cela implique que le gain est à son maximum dans la direction θ [10], pour lequel

$$\sin \theta = \sin \psi \quad (5.5)$$

Afin de voir la capacité du réseau ULA à réduire l'interférence, nous mesurons l'étalement du lobe principal qui est centrée sur l'angle $\psi = 0$, alors les premiers nuls se produisent à,

$$\sin \theta = \frac{\lambda}{Md} = \frac{\text{wavelength}}{\text{arraylength}} \quad (5.6)$$

De l'équation 5.6, nous pouvons voir cela en augmentant la longueur du réseau, le réseau ULA a la capacité de réduire l'interférence.

Après avoir exposé comment fonctionne un réseau d'antennes, nous pouvons maintenant présenter les facteurs de gain, d'interférence et de délai pour créer un système plus réaliste.

Dénotant les pondérations du beamformer sur la figure 4-2 comme,

$$w = [w_1 \dots w_M]^H \quad (5.7)$$

Où l'indice H représente le transposé conjugué complexe.

Le gain éprouvé par chaque composant par trajets multiples diffère les uns des autres puisqu'ils sont atténués séparément et arrivent à la station de base avec des temps de retard différents selon le chemin pris pour atteindre le récepteur [10].

Le terme de gain que nous introduisons dans le système contient les variations de phase et d'amplitude. Un retard de phase est également ajouté à chaque composant par trajets multiples, dû aux différents chemins empruntés par chaque onde.

Nous présentons également un signal d'interférence $nn(t)$ aux éléments d'antenne. Par conséquent le signal induit à tous les éléments d'antenne est,

$$y = [y_1(t) \dots y_M(t)]^T, T : \text{transposé} \quad (5.8)$$

Où

$$y_m(t) = r_m(t) + nn(t) \quad (5.9)$$

Et le signal reçu à l'élément m, est maintenant,

$$r_m(t) = Au(t)e^{-j(2\pi(m-1)/\lambda)d \sin \theta} e^{-j(2\pi fcT)} \quad (5.10)$$

Où f_c est la fréquence porteuse du signal transmis et T est le temps de propagation d'un trajet multiple de l'émetteur au récepteur.

Par conséquent, la sortie du beamformer peut être exprimée comme,

$$y(t) = w^H x(t) \quad (5.11)$$

5.3.2 Techniques du Beamforming optimale

Il existe un certain nombre de techniques qui peuvent être utilisées pour former des modes faisceau optimal basé sur les données reçues par le réseau [17]. Un beamformer optimal tente d'accroître le SNR à la sortie du réseau en adaptant son modèle pour minimiser une fonction coût. C'est à dire que, la fonction coût est inversement associée à la qualité du signal. Par conséquent, en minimisant la fonction coût, nous pouvons maximiser le signal à la sortie du réseau [17]. Les trois principales techniques optimales du beamforming sont:

- Max SNR
- Minimum Variance à Contrainte Linéaire (LCMV)
- Minimum Mean Square Error (MMSE)

Dans un environnement de communication mobile, la DOA du signal désiré n'est généralement pas connue. Les algorithmes Max SNR et LCMV sont désavantagés dans de telles situations, puisque la connaissance de la DOA du signal désiré est nécessaire. La technique MMSE contourne cette limitation en réduisant l'écart entre la sortie du réseau et un certain signal de référence. Se référant à la Figure 4.5, d'un processeur de réseau adaptatif, le signal d'erreur est donné par,

$$e(t) = u(t) - w^H x(t) \quad (5.12)$$

Qui est utilisée pour contrôler les pondérations. Ces dernières sont ajustées telles que l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre la sortie du réseau et le signal de référence est minimisée. Elle est exprimée comme [16],

$$e^2(t) = [u(t) - w^H x(t)]^2 \quad (5.13)$$

En prenant les espérances mathématiques aux parties de l'équation (5.13) nous aurons,

$$E[e^2(t)] = E[u^2(t)] - 2w^H z + w^H R w \quad (5.14)$$

Où $z = E[x(t)u^*(t)]$, (* : le conjugué) est l'intercorrélacion entre le vecteur de sortie du réseau et le signal de référence et $R = E[x(t)x^H(t)]$, est la matrice de corrélacion de l'ensemble des signaux de sortie.

Le MSE réfère à l'équation (5.14) où, $E[.]$ est la moyenne. Cette moyenne peut être déterminée si les statistiques des signaux sont connues. Dans la pratique, cela n'ai pas vrai. L'approche MMSE est très utile car elle permet à plusieurs techniques puissantes de s'appliquer au filtrage spatial.

5.4 Méthodes à Structure Spatiale :

Les méthodes à structures spatiales exploitent l'information dans le vecteur de direction d'arrivée $\mathbf{a}(\theta)$. La structure spatiale est employée pour estimer les directions d'arrivée (DOAs) des signaux heurtant le réseau de capteurs. Les estimations des directions d'arrivée sont alors employées pour déterminer les pondérations dans le réseau du patternforming. Ceci est appelé beamforming. Les méthodes à structure spatiales exploitent seulement la structure spatiale et le signal d'apprentissage alors que la structure temporelle des signaux est ignorée. Pour la simplicité, le modèle du canal employé ici est un canal à vecteur spatial :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (5.15)$$

Où $\mathbf{s}(t)$: signal transmis et $\mathbf{n}(t)$: bruit additif à la reception.

$\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})$: la matrice de direction de dimension $N \times L$ est définie comme :

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (5.16)$$

Noter que la connaissance du nombre L de signaux à trajets multiples est assumée dans les modèles qui emploient la structure spatiale.

5.4.1 Méthodes du Sous-espace :

Toutes les méthodes basées sur le sous-espace sont basées sur la décomposition en vecteurs propres de la matrice de covariance suivante :

$$R_{xx} = E[x(t)x^H(t)] \quad (5.17)$$

En introduisant le vecteur de direction $\mathbf{A}(\theta)$, nous trouvons :

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A} E(\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)) \mathbf{A} + E(\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)) \quad (5.18)$$

En représentant la matrice de covariance du signal $\mathbf{s}(t)$ par R_{ss} , et on suppose que le bruit blanc et gaussien, la matrice de covariance du bruit $\mathbf{n}(t)$ est $\sigma^2\mathbf{I}$. Ainsi R_{xx} peut être écrite :

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}R_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (5.19)$$

Puisque R_{xx} est définie positive, matrice hermitienne, nous pouvons utiliser la décomposition en valeurs singulières pour avoir :

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H \quad (5.20)$$

Avec \mathbf{U} la matrice unitaire et $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N\}$ la matrice diagonale de valeurs propres réelles rangées de façon $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N$. Si le vecteur \mathbf{x} est orthogonal à \mathbf{A}^H , alors il est un vecteur propre de R_{xx} avec des valeur propre σ^2 , ainsi :

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{x} = \mathbf{A}R_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{x} + \sigma^2\mathbf{x} = \sigma^2\mathbf{x} \quad (5.21)$$

Le vecteur propre de la matrice R_{xx} lié à la valeur propre σ^2 est dans $\mathcal{N}[\mathbf{A}^H]$, l'espace nul de \mathbf{A}^H . si est seulement si $L < N$, alors :

$$\mathcal{N}[\mathbf{A}^H] = \mathcal{R}[\mathbf{Q}], \quad \mathbf{Q} \in \mathbf{C}^{N \times (N-L)}, \quad \text{rank}(\mathbf{Q}) = (N-L), \quad (5.22)$$

$$(5.23)$$

$$\lambda_{L+1} = \lambda_{L+2} = \dots = \lambda_N = \sigma^2$$

Par conséquent il est possible de diviser les vecteurs propres en vecteurs propres du bruit et vecteurs propres du signal et la matrice de covariance \mathbf{R}_{xx} peut être écrite comme

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{U}_s \Lambda_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \Lambda_n \mathbf{U}_n^H \quad (5.24)$$

En outre, l'ensemble \mathcal{Q} est le complément orthogonal de l'ensemble \mathcal{A} , parce que

$$\mathcal{R}[\mathbf{Q}] = \mathcal{N}[\mathbf{A}^H] = {}^\perp \mathcal{R}[\mathbf{A}] \quad (5.25)$$

Ainsi nous avons

$$\begin{aligned} \mathcal{R}[\mathbf{U}_s] &= \mathcal{R}[\mathbf{A}] \\ \mathcal{R}[\mathbf{U}_n] &= {}^\perp \mathcal{R}[\mathbf{A}^H] \end{aligned} \quad (5.26)$$

$\mathcal{R}[\mathbf{U}_s]$ est appelé le sous-espace signal, et $\mathcal{R}[\mathbf{U}_n]$ est appelé le sous-espace bruit.

Les opérateurs de projection dans ces deux sous-espaces sont définis comme

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_\mathbf{A} &= \mathbf{A}\mathbf{A}^+ = \mathbf{U}_s (\mathbf{U}_s^H \mathbf{U}_s)^{-1} \mathbf{U}_s^H = \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{P}_\mathbf{A}^\perp &= \mathbf{I} - \mathbf{A}\mathbf{A}^+ = \mathbf{U}_n (\mathbf{U}_n^H \mathbf{U}_n)^{-1} \mathbf{U}_n^H = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \end{aligned} \quad (5.27)$$

\mathbf{A}^+ est la pseudo inverse de \mathbf{A} .

5.4.2 L'Algorithme MUSIC (Multiple Signal Classification)

Un algorithme qui est basé sur la décomposition de sous-espace indiquée ci-dessus est l'algorithme MUSIC : on suppose L signaux heurtant un réseau d'antennes [60]. Maintenant $\mathbf{a}(\theta)$ est projetée dans le sous espace bruit $\mathcal{R}[\mathbf{U}_n]$. Cette projection donne le vecteur:

$$\mathbf{z} = \mathbf{P}_\mathbf{A}^\perp \mathbf{a}(\theta) \quad (5.28)$$

Le carré de l'amplitude de z peut être écrit :

$$f(\theta) = \mathbf{z}^H \mathbf{z} = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{a}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\theta) \quad (5.29)$$

Evidemment, $f(\theta) = 0$, si $\theta = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L\}$. Par conséquent, $f(\theta)$ est évalué pour tout θ . Nous sélectionnons les points estimés du DOA qui satisfont $f(\theta) = 0$. Noter que les signaux corrélés ou cohérents donnent une matrice d'autocorrélation qui n'est pas de rang plein. Cela constituât l'inconvénient majeur de l'algorithme MUSIC.

5.5 Algorithmes du Beamforming Adaptive

Un réseau se compose de deux éléments ou plus d'antenne qui sont arrangés spatialement et reliés ensemble électriquement pour produire un modèle de rayonnement directionnel. L'interconnexion entre les éléments, appelée le réseau d'alimentation, peut fournir une phase fixe à chaque élément on peut former un réseaux à déphasage. Dans le beamforming optimum et adaptatif, les phases (et habituellement les amplitudes) du réseau d'alimentation sont ajustées pour optimiser le signal reçu. La géométrie d'un réseau et les modèles, les orientations, et les polarisations des éléments influent sur la performance du réseau.

Les algorithmes du beamforming adaptatif approximent itérativement ces pondérations optimales. Le Beamforming adaptatif a été introduit par le travail de Howells [62] et d'Applebaum [63]. Depuis, beaucoup d'algorithmes du beamforming ont été développés. La nécessité d'un algorithme du Beamforming adaptatif est évidente, une fois que l'on considère que l'environnement des communications mobiles est rarement constant en ce qui concerne le temps ou l'espace.

Puisque, des environnements mobiles sont variables dans le temps ; le vecteur de pondération doit être mis à jour régulièrement [10]. En outre, les données nécessaires pour estimer la solution optimale sont bruitées. Il est souhaitable d'utiliser une équation de mise à jour, qui utilise les solutions précédentes pour le vecteur de pondération pour estimer la réponse optimale, ce qui réduit les effets du bruit [17].

L'algorithme des moindres carrés LMS est une forme d'algorithmes adaptatifs qui est capable de mettre à jour périodiquement le vecteur de pondérations W . L'algorithme LMS est largement utilisé dans le filtrage adaptatif en raison de son faible niveau de complexité, ses bonnes propriétés de stabilité, et relativement sa bonne robustesse contre les erreurs d'implémentation [8].

5.5.1 L'Algorithme des Moindres Carrés (LMS)

L'algorithme LMS est basé sur la méthode de la plus forte descente, une technique d'optimisation qui calcule récursivement et met à jour les pondérations des vecteurs [16]. Les pondérations des vecteurs sont mises à jour itérativement par l'estimation du gradient de surface de l'erreur quadratique, puis de changer les pondérations dans le sens opposé au gradient en petite quantité, de manière à réduire le MSE et accroître le SNR.

A l'instant $(t+1)$, la valeur du vecteur de pondérations est donnée par :

$$w(t+1) = w(t) - \mu \nabla_w (E[e^2(t)]) \quad (5.30)$$

Où $w(t+1)$ désigne les nouvelles pondérations calculés à l'itération $(t+1)$; μ est un pas positif qui contrôle la vitesse de convergence, qui déterminent comment les pondérations estimées approchent les pondérations optimales et $\nabla_w (E[e^2(t)])$ est une estimation du gradient du MSE [16].

Différencier l'équation (5.14) en fonction de $w(t)$, l'estimation instantanée du vecteur gradient est alors donnée par,

$$\nabla_w (E[e^2(t)]) = 2x(t)e^*(t) \quad (5.31)$$

En substituant l'équation (5.31) dans l'équation (5.32), l'équation de mise à jour des pondérations devient,

$$w(t+1) = w(t) - \mu x(t)e^*(t) \quad (5.32)$$

Et μ absorbe le multiple 2.

L'algorithme LMS exige la connaissance du signal désiré. Ceci peut être réalisé dans un système numérique en transmettant périodiquement une séquence d'apprentissage qui est connue par le récepteur, ou en employant le code d'étalement dans le cas d'un système du DS-CDMA. Cet algorithme converge lentement si la dispersion du vecteur propre de R_{xx} est grande.

Chapitre 6

Egalisation Fréquentielle

Itérative Rapide

6.1 Introduction

Les fonctions de traitement du signal dans les communications sans fil incluent modulation/ démodulation, codage/décodage du canal, égalisation et estimation du canal pour les signaux transmis, et réduction des interférences ISI et CCI. Comme les communications mobiles actuelles sont développées vers les réseaux numériques à grande vitesse, les canaux de communication associés deviennent sévèrement sélectifs en fréquence ce qui donne lieu aux interférences ISI. En plus, et à cause de la réutilisation des fréquences, et les accès Multi-Utilisateurs on observe les interférences CCI. Ainsi, la capacité du système et la qualité de la communication sont affectées énormément par le problème des interférences ISI et CCI.

Les réseaux adaptatifs, particulièrement STAP [79, 80] apportent un chemin efficace pour supprimer les interférences ISI et CCI, et par conséquent améliorent la capacité du système et la qualité de la communication. Le système STAP figure 6.1 est habituellement composé d'un réseau d'antenne et d'un ensemble de filtres RIF qui viennent juste après les éléments du réseau pour accomplir le traitement adaptatif spatial et temporel.

Malgré ses performances le système STAP s'expose aux problèmes de traitements fastidieux et vitesse de convergence lente. Ces problèmes deviennent très sérieux lorsqu'on travail dans un environnement à fading sévère où des filtres RIF à

réponse impulsionnelle de durée assez importante sont nécessaires [74]. Par exemple, lorsque les algorithmes LMS [76] sont utilisés, la vitesse de convergence devient extrêmement lente et par la suite une longue séquence d'apprentissage est nécessaire [74, 79].

Pour résoudre ces problèmes de convergence nous proposons une méthode itérative qui opère dans le domaine fréquentiel [75]. Cette convergence est assurée même dans un environnement bruité.

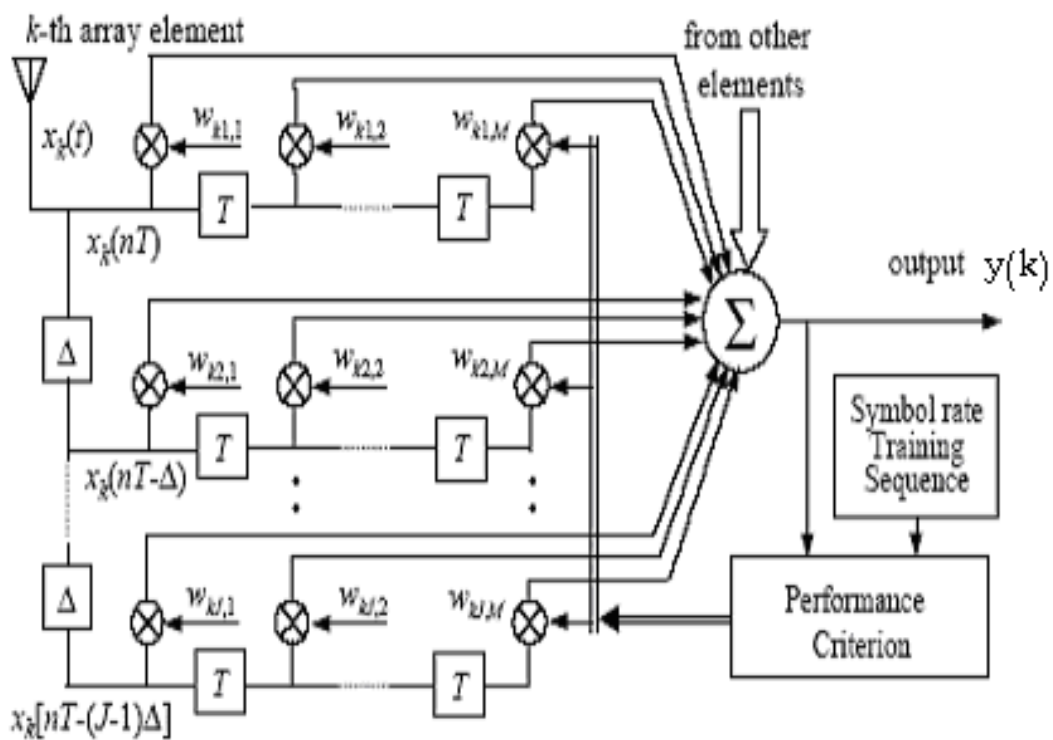


Figure 6.1. Schéma d'un système adaptatif spatio-temporel.

6.2 Modèle du Signal

Considérons une station de base utilisant un réseau d'antennes de N éléments ($N \geq 1$) avec P ($P \geq 1$) utilisateurs. Le signal de l'utilisateur désiré est noté $s_1(t)$, alors

que les signaux des autres utilisateurs sont notés $s_p(t)$, $p = 2, \dots, P$. le vecteur de sortie du réseau $x(t)$ est exprimé comme :

$$x(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^{L_p} a(\theta_l^p) \xi_l^p s_p(t - \tau_l^p) + n(t)$$

$$x(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \overline{S}_p(m) h_p(t - mT) + n(t) \quad (6.1)$$

Où

$$S_p(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \overline{S}_p(m) \rho_p(t - mT)$$

$$h_p(t) = \sum_{l=1}^{L_p} a(\theta_l^p) \xi_l^p \rho(t - \tau_l^p)$$

Où $\mathbf{h}_p(\mathbf{t})$ représente la réponse impulsionnelle spatio-temporelle du canal, et :

$\{\theta_l^p, \tau_l^p, \xi_l^p\}$ Représentent respectivement : l'élévation et l'azimut, le temps de retard, et la perte de propagation (fading) correspondant à l'utilisateur p .

$a(\theta)$: Vecteur direction en fonction de θ .

$\overline{S}_p(m)$: m^{ieme} symboles de l'utilisateur p .

$\rho_p(t)$: pulse shaping function. Qui est assumée être identique pour tous les P utilisateurs.

L_p : le nombre de signaux réfléchis par trajets multiples.

T : durée du symbole.

$n(t)$: vecteur bruit.

Au récepteur, nous échantillons le signal $x(t)$ à une cadence Δ qui représente la période d'échantillonnage, et soit $\mathbf{J}=\mathbf{T}/\Delta$ le facteur entier de sur échantillonnage [80], l'équation (6.1) devient :

$$x(i\Delta+nT) = \sum_{p=1}^P \sum_{d=0}^{D_p} \overline{S}_p(n-d) h_p(i\Delta+dT) + n(i\Delta+nT)$$

Avec l'exploitation de la cyclostationarité des signaux d'utilisateur [79], l'étendue du modèle STAP multicanaux peut être établie comme:

$$x(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{d=0}^{D_p} \overline{S_p(n-d)} h_p(d) + n(n) \quad (6.2)$$

$$\text{Où : } \alpha(n) = [\alpha^T(nT), \dots, \alpha^T(nT + (J-1)\Delta)]^T$$

α : représente x , h , or n .

En considérant les échantillons consécutifs pendant une période de M symboles, nous définissons les vecteurs suivants:

$$X(n) = [x^T(n), x^T(n-1), \dots, x^T(n-m+1)]^T \quad (6.3)$$

$$S_p(n) = [s_p^T(n), s_p^T(n-1), \dots, s_p^T(n-m-D_p+1)]^T$$

$$N(n) = [n^T(n), n^T(n-1), \dots, n^T(n-m+1)]^T$$

$$h_p = [h_p^T(0), h_p^T(1), \dots, h_p^T(D_p)]^T$$

Ainsi, $X(n)$ peut être définie comme :

$$X(n) = \sum_{p=1}^P h_p S_p(n) + N(n) = HS(n) + N(n) \quad (6.4)$$

$$H = [H_1, \dots, H_p] \text{ et } S(n) = [S_1^T(n), \dots, S_p^T(n)]$$

Où les colonnes de H expriment les réponses spatio-temporelles associées aux P utilisateurs. La limite du nombre de canaux est discutée dans [86].

6.3 Le critère MMSE

La sortie du système STAP [74], comme le montre la figure 1 est définie:

La sortie du système STAP [75,78,79] comme le montre la figure 6.1 est défini comme :

$$y(n) = W^T X(n) \quad (6.5)$$

Où \mathbf{W} est le vecteur de pondérations des filtres RIF. En l'absence du bruit, une des conditions nécessaires pour un traitement adaptatif parfait [81], c.-à-d., l'égalisation parfaite des signaux désirés de l'utilisateur et la suppression parfaite des signaux CCI, est que la matrice H soit de rang plein (non singulière) [74].

Sous le critère de l'erreur moyenne quadratique minimale (MMSE), les pondérations optimales sont obtenues à partir des équations suivantes :

$$e(n) = S_I(n) - y(n).$$

$$e(n) = S_I(n) - W^H X(n).$$

$$E\{e(n)^2\} = E\{S_I(n)^2\} - W^H R_{xsI} - W^T R_{xsI} + W^T R_{xx} W$$

$$\nabla_w E\{|e(n)|^2\} = -2 R_{xsI} + 2 R_{xx} W = 0$$

$$2 R_{xx} W = 2 R_{xsI}$$

$$R_{xx} W = R_{xsI} \quad (6.6)$$

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} R_{xsI} \quad (6.7)$$

W_{opt} est la solution optimale de Wiener [83].

Pour calculer les coefficients W_i , il existe plusieurs méthodes dont on cite deux, LMS[76](Least Mean Square) et SMI[77](Sampling Matrix Inversion).

Ici l'utilisateur $\mathbf{1}$ est considéré en tant qu'utilisateur désiré et $\mathbf{s}_1(\mathbf{n})$ est considéré comme la séquence d'apprentissage (training signal), du signal désiré.

\mathbf{R}_{XS1} représente le vecteur d'inter-corrélation entre le signal de référence $\mathbf{s}_1(\mathbf{n})$ et le vecteur signal $\mathbf{X}(\mathbf{n})$. À partir de (6.6), la puissance de l'erreur résiduelle sous le critère MMSE du système de STAP est obtenue comme :

$$\sigma_{MMSE}^2(v) = 1 - R_{XS1}^H(v) R_{XX}^{-1} R_{XS1}(v) \quad (6.8)$$

Équation (6.6) représente un système convolutif [82]. Ainsi, on peut appliquer directement la transformée de Fourier rapide FFT à l'équation (6.6). Puisque la fonction d'autocorrélation est une fonction paire, donc sa transformée de Fourier est

réelle et paire. Dans le cas déterministe la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation est le module au carré de sa transformée de Fourier du signal original. Le spectre est toujours positif et / ou nulle, et il ne contient pas d'informations sur la phase.

$$F\{w\}. F\{Rxx\} = F\{Rxs\} \quad (6.9)$$

$$F\{Rxx\} = |X(f)|^2$$

$$F\{Rxs\} = S(f).X(f)^*$$

$$F\{w\}. F\{Rxx\} = F\{Rxs\}$$

$$F\{Rxx\} = |X(f)|^2$$

$$F\{Rxs\} = S(f).X(f)^* \quad (6.10)$$

$$F\{w\} = W(f).$$

F: représente la transformée de Fourier.

(*): Représente complexe conjugué. Par conséquent, l'équation (6.10) devient:

$$|X(f)|^2 W(f) = S(f).X(f)^* \quad (6.11)$$

Puisque $|X(f)|^2$ est toujours positif et ne contient pas d'informations sur la phase du signal. Nous pouvons normaliser ses valeurs entre 0 et 1. Cela n'aura pas d'incidence sur les résultats que nous pouvons obtenir.

Nous posons, maintenant,

$$H = |X(f)|^2.$$

$$x = W(f);$$

$$y = S(f).X(f)^*.$$

Ainsi, nous avons le système:

$$H.x = y \quad (6.12)$$

6.4 Techniques Itératives

Soit le signal d'intérêt désigné comme x. Souvent, ce signal est déformée et, après une transformation H, est donnée par:

$$y = H.x \quad (6.13)$$

Le problème est d'estimer x sachant y et H [87]. Cet objectif peut être atteint en appliquant la transformation inverse H^{-1} à y pour obtenir x comme suit:

$$x = H^{-1} y \quad (6.14)$$

Cependant, la solution de (6.14) n'a pas un résultat satisfaisant [15,17], en particulier lorsque:

- l'inverse de H n'existe pas,
- la matrice H a des points singuliers, tel que H^{-1} a quelques points dans son domaine où elle n'existe pas. Dans ces conditions, les techniques itératives peuvent être utilisées [91]. En général, ces techniques ont les avantages suivants:

1. L'inverse de H^{-1} n'est pas explicitement requis, et donc les difficultés susmentionnées sont contournés.
2. Restauration peut être effectué pour déplacer la variante non linéaires ou les dégradations.
3. Les contraintes non linéaires peuvent être intégrées dans le processus de restauration.

Pour étudier la solution de x dans (6.13) par les méthodes itératives, il est supposé que x et y appartiennent à un espace vectoriel linéaire S, qui est un espace de Banach [74]. Dans un tel espace, la distance entre deux éléments x et y est noté $d\{x,y\}$ et la norme d'un élément x par X. En outre, dans un tel espace la séquence convergente de Cauchy $\{x_k\}$ converge vers une limite x dans S tel que $d\{x_k, x\} \rightarrow 0$ à mesure que $k \rightarrow \infty$.

En plus de l'hypothèse sur S, l'opérateur T sur S en incluant l'opérateur de distorsion H dans (6.14), a les propriétés suivantes:

1. Le domaine de T sont des sous-ensembles de S.
2. Un opérateur T sur S est borné [2, 13], si

$$d(Tx, Ty) \leq Md(x, y) \tag{6.15}$$

Où M est une constante appelée la borne de T et elle est désignée par $\|T\|$. Si $0 \leq M < 1$, l'opérateur T est défini comme un opérateur de contraction.

3. I est l'opérateur d'identité.
4. L'opérateur zéro Φ a la propriété $\Phi x = 0, \forall x \in S$.
5. Pour un opérateur itératif T, T^k signifierait que l'opérateur T est appliqué k fois.

6.4.1 Approche généralisée

Soient les applications de la technique itérative pour résoudre x dans (6.13) générer une séquence $\{x_k\}$. Une séquence d'erreur associée $\{e_k\}$ est défini comme suit:

$$e_k = x - x_k \quad (6.16)$$

La technique itérative sera couronnée de succès que si les séquences $\{x_k\}$ et $\{e_k\}$ ont x et 0 pour leurs points limites.

Si, après la $k^{\text{ième}}$ itération, e_k est connue, alors le point limite x peut être exactement calculé comme suit:

$$x = x_k + e_k \quad (6.17)$$

Toutefois, en pratique, e_k ne serait pas connue et, au mieux, son estimation \hat{e}_k soit calculée. En utilisant cette estimation dans (6.17), au lieu du point limite exact x , son estimation dénoté x_{k+1} est obtenue. Par conséquent, l'équation récursif générale pour les techniques itératives est obtenue de (6.17) est donnée comme suit.

$$x_{k+1} = x_k + \hat{e}_k \quad (6.18)$$

Dans le but d'évaluer la séquence d'estimations (\hat{e}_k) une séquence d'erreur résiduelle associée $\{e_{y,k}\}$ est calculée à partir des observations y dans (6.13) et la séquence des itérations $\{x_k\}$ comme suit:

$$e_{y,k} = y - Hx_k \quad (6.19)$$

si pour $k \rightarrow \infty$, $x_k \rightarrow x$ alors $Hx_k \rightarrow Hx$ et les équations (6.13) et (6.19) impliquent que $\{e_{y,k}\} \rightarrow 0$ lorsque $k \rightarrow \infty$. Par conséquent, la séquence $\{e_{y,k}\}$ peut être utilisée comme un test de contrôle de la convergence désirée de $\{x_k\}$. Les techniques itératives existantes emploient la transformation F de $\{e_{y,k}\}$ comme suit :

$$\hat{e}_k = F e_{y,k} \quad (6.20)$$

L'itération générale (6.14) peut être écrite:

$$x_{k+1} = x_k + F e_{y,k} \quad (6.21)$$

6.5 Convergence

Les différentes techniques qui suivent l'équation (6.21) peuvent être aussi exprimées sous la forme suivante du théorème de point fixe de Banach [90]:

$$x_{k+1} = R x_k + F_y = T x_k \quad (6.22)$$

où les opérateurs R et T sont respectivement données comme $R=(1 - FH)$ et $Tx=Rx+Fy$. Si T est un opérateur de contraction tel que défini dans (6.15), alors la séquence $\{x_k\}$ généré par (6.22) converge vers un point fixe unique. L'erreur à la k^{ième} itération ou la distance entre la solution x_k et le véritable point x est:

$$\begin{aligned} d(x_k, x) &= d(Tx_{k-1}, Tx) \\ &\leq Md(x_{k-1}, x) \end{aligned} \tag{6.23a}$$

$$\leq M^k d(x_0, x) \tag{6.23b}$$

Où l'utilisation de la définition du point fixe, c'est-à-dire, $T.x = x$, et de l'équation (6.14) et (6.22) ont été réalisés. La convergence est donc de forme linéaire d'une itération à l'autre (6.23a), et suit une progression géométrique avec référence au premier point de départ x_0 (inégalité (6.23b)).

6.6 L'algorithme proposé

Pour la solution de x dans (6.14), l'équation (6.18) constitue la base de la technique itérative. Toutefois, dans la technique proposée, \hat{e}_k ne découle pas des équations (19) et (20) comme dans les autres techniques itératives. Soit une transformation H_k définie comme:

$$x_k = H_k x \quad \forall k=0;1;\dots \tag{6.24}$$

$$e_k = (I - H_k)x \tag{6.25a}$$

$$= B_k x, \tag{6.25b}$$

Où

$$B_k = I - H_k \quad \forall k=0;1;\dots \tag{6.26}$$

Or, étant donné les estimations x_k de x, alors elle est obtenue à partir de (21) comme :

$$\hat{e}_k = B_k x_k \tag{6.27}$$

L'équation d'itératio (6.18) est alors donnée comme:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= x_k + B_k x_k \\ &= (I + B_k)x_k \end{aligned} \tag{6.28a}$$

$$= (2I - H_k) x_k \tag{6.28b}$$

Où l'utilisation de (6.26) et (6.22) ont été utilisées pour obtenir (6.28b). en Substituant (6.24) dans (6.28b), nous avons:

$$x_{k+1} = (2I - H_k)H_k x \quad (6.29)$$

La Comparaison de (6.24) et (6.29) indique que

$$H_{k+1} = (2I - H_k)H_k \quad (6.30)$$

Équations (6.28b) et (6.30) constituent la technique proposée. De l'équation (6.30) nous obtenons

$$\begin{aligned} 1 - H_{k+1} &= 1 - 2H_k + H_k^2 \\ 1 - H_{k+1} &= (I - H_k)^2 \end{aligned} \quad (6.31)$$

Équation (6.26) et (6.31) impliquent

$$B_{k+1} = B_k^2 \quad (6.32)$$

Les équations (6.28a) et (6.32) constituent la forme alternative de la technique proposée.

Si les itérations sont lancées avec $x_0 = y$, alors (6.14) et (6.24) impliquent que $H_0 = H$. L'algorithme proposé est décrit par les équations (6.26), (6.28), (6.32), respectivement:

$$\begin{aligned} B_0 &= I - H_0 \\ x_{k+1} &= x_k + B_k x_k \\ B_{k+1} &= B_k^2 \end{aligned} \quad (6.33)$$

6.7 Principe de la méthode proposée

La méthode proposée par [74] est basé sur l'utilisation du critère MMSE qui conduit à la forme établit par l'équation (6.7), et ils utilisent l'algorithme LMS pour le calcul des coefficients de pondération W_i des filtres. Pour la validation de leurs résultats ils ont utilisé:

$$\mathcal{E}_y^2(l) = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \left| S_1(n) - \sum_{m=1}^M W_m^T(l) x(n-m+1) \right|^2 \quad (6.34)$$

Selon l'équation (6.7), on peut montrer que la difficulté réside surtout dans l'inversion de la matrice R_{xx} . Dans la littérature on peut trouver plusieurs algorithmes qui traitent l'inversion de cette matrice et qui sont notamment fondées sur l'utilisation des algorithmes SMI [76] et LMS [83].

Par ailleurs une version améliorée NLMS (Normalized LMS) a été présentée par Horner [88], mais elle souffre toujours du problème de la vitesse de convergence [87].

Pour contourner le problème de la convergence de l'algorithme LMS, K. Yang et al. [74] ont proposé l'utilisation du traitement en sous bande. Ils ont trouvé que la convergence de leur algorithme est plus rapide que celle de STAP conventionnel. La convergence est atteinte aux alentours de 2000 itérations [74].

Dans notre travail, nous avons traité le problème dans le domaine fréquentiel. Nous avons obtenu l'équation (6.12) $\mathbf{H}\mathbf{x} = \mathbf{y}$, *qui* est semblable à (6.13). Ensuite, nous pouvons appliquer l'algorithme (6.33), et de cette façon nous pouvons obtenir les pondérations du vecteur \mathbf{W} itérativement. Le paragraphe suivant indique les résultats des simulations.

6.8 Resultats de Simulations

Dans ce paragraphe, les résultats des simulations sont présentés pour démontrer l'efficacité de notre algorithme dans l'amélioration des performances de STAP. un réseau ULA de 3 d'antennes omnidirectionnel directionnel identiques espacés de $\lambda/2$ est utilisé. Le facteur de sur-échantillonnage $J = 2$. Le scénario de plusieurs utilisateurs est pris en considération (voir tableau I). Tous les signaux sont modulés en QAM4 avec un cosinus soulevée avec un $\rho=0.35$. Chaque utilisateur dispose de six signaux arrivant par différents angles d'arrivée au réseau d'antennes. La taille des signaux est $N = 5000$ symboles. Pour la convergence de notre méthode, l'état d'équilibre est atteint après 10 itérations seulement.

Tableau 1

(a) Paramètres de l'utilisateur d'interet

(b) Paramètres de l'interférence #1.

(c) Paramètres de l'interférence #2

(a)				(b)				(c)			
N°	$\theta(\text{deg})$	$\tau(\text{sym})$	$\xi(\text{Fading})$	N°	$\theta(\text{deg})$	$\tau(\text{sym})$	$\xi(\text{Fading})$	N°	$\theta(\text{deg})$	$\tau(\text{sym})$	$\xi(\text{Fading})$
1	-12.3	0	1.0	1	-8.6	0	1.0	1	-6.6	0	1.0
2	-28.0	0.99	0.02-0.84i	2	-12.7	0.65	0.78+0.06i	2	-3.3	1.29	0.04+0.86i
3	-13.1	1.16	0.09+0.80i	3	-21.2	1.09	0.65-0.33i	3	-8.7	1.74	0.26+0.76i
4	-0.80	3.89	-0.75-0.26i	4	-27.2	6.43	-0.58-0.17i	4	-9.4	5.73	0.70+0.29i
5	-24.0	5.69	-0.54-0.44i	5	-10.9	6.69	0.06+0.54i	5	-14.0	6.47	0.49+0.06i
6	-26.0	7.41	-0.52-0.29i	6	-26.0	9.46	-0.39-0.34i	6	-0.30	8.15	-0.37-0.25i

Les figures (6.3 et 6.43) représentent l'évolution du résultat en fonction du temps d'exécution T1 pour les signaux QAM4. L'état d'équilibre pour le LMS est atteint après 1000 itérations ou 40 T1. Les figures (6.4 et 6.5) représentent les erreurs résiduelles de puissance en fonction du nombre des itérations.

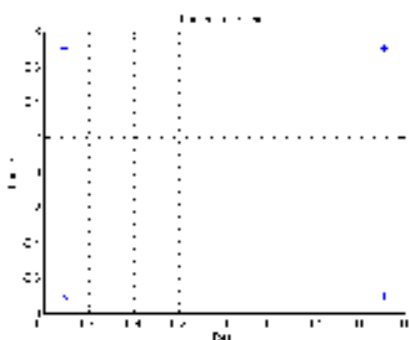


Figure 6.1. Signal Transmis

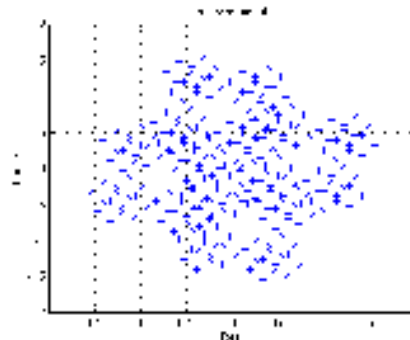


Figure 6.2 : Signal Reçu

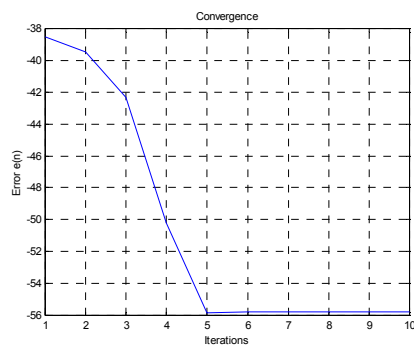


Figure 6.3. Erreur Résiduelle Pour notre méthode après un temps $t=T1$

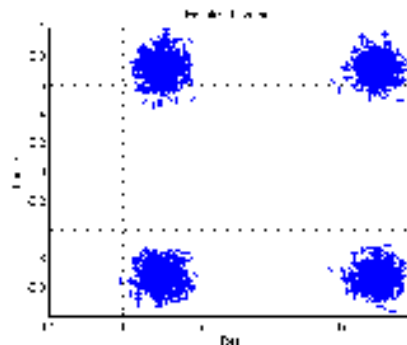


Figure 6.4. Résultat d'égalisation par notre méthode après un temps $t=T1$.

Les Figures de 6.5 à 6.8 représentent l'évolution de l'égalisation LMS en fonction du même temps T_1 réalisée par notre algorithme. Ainsi, nous pouvons voir que l'algorithme LMS commence à donner un résultat acceptable après 15 T_1 . Dans la figure 6.9 l'état stable est atteint par l'algorithme LMS après 40 T_1 .

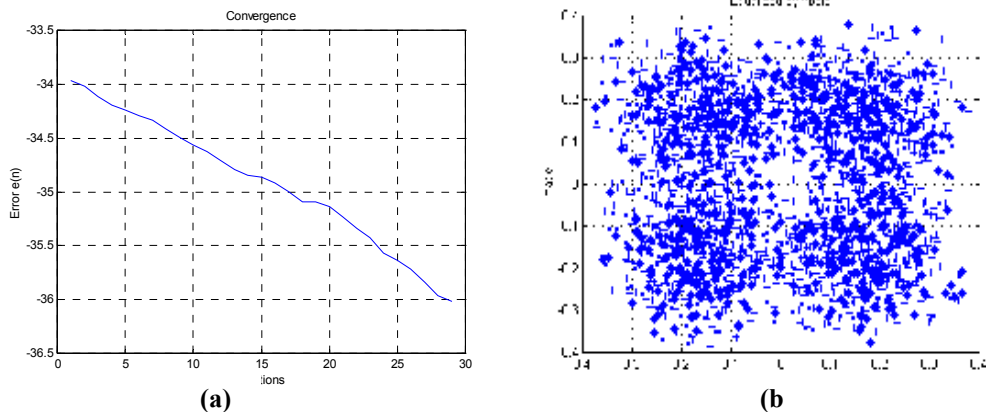


Figure 6.5

(a): Erreur Résiduelle. Après un temps $t=T_1$ pour LMS

(b): Résultat d'Egalisation par LMS après un temps $t=T_1$

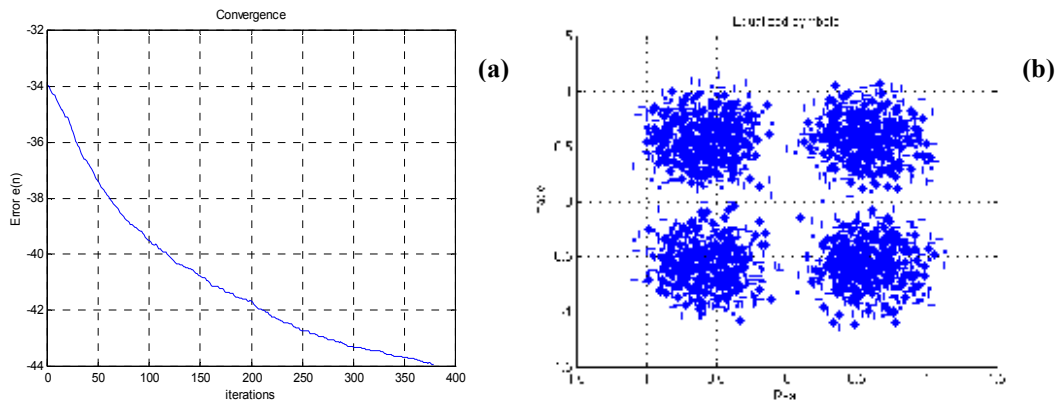


Figure 6.6.

(a): Erreur Résiduelle. Après un temps $t=15T_1$

(b): Résultat d'Egalisation par LMS après un temps $t=15T_1$

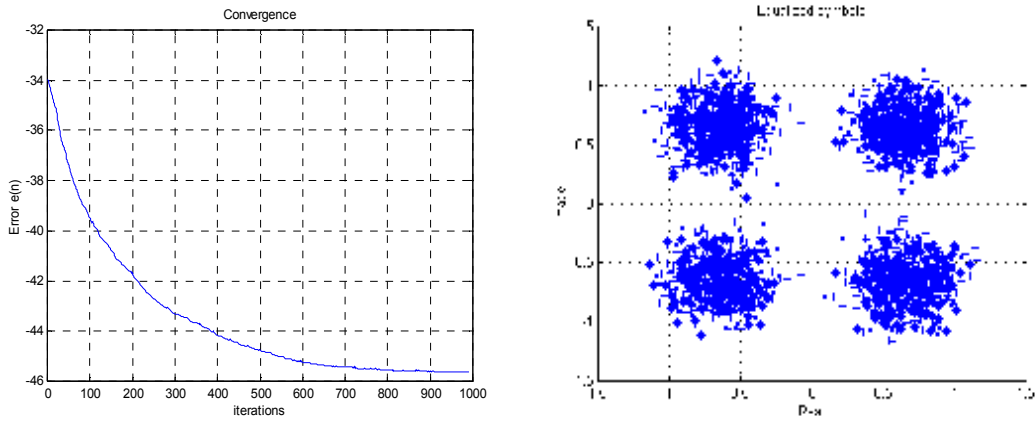


Figure 6.7. Après un temps $t=35T_1$ (LMS)

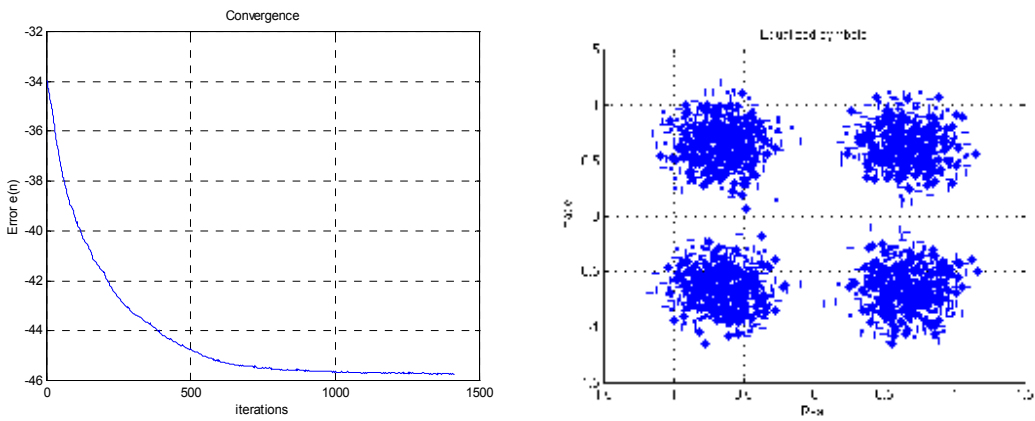


Figure 6.8. Après un temps $t=50T_1$ (LMS)

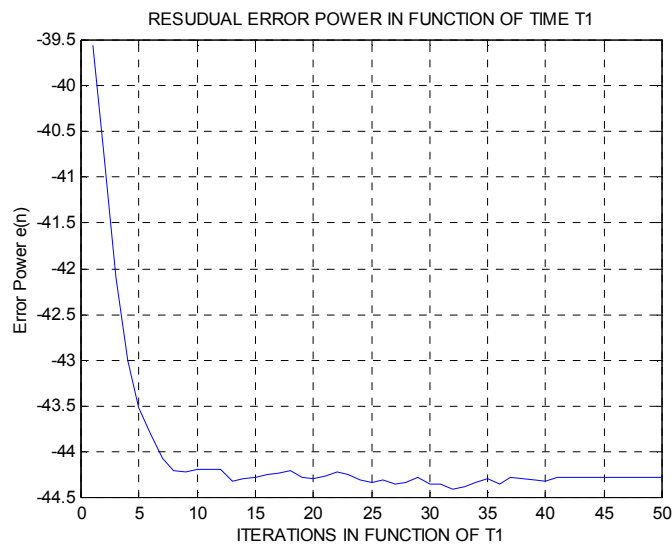


Figure 6.9. Erreur Résiduelle en fonction du temps T_1 pour LMS.

6.9 Conclusion

L'efficacité de notre méthode a été validée par les résultats ainsi obtenus. Du point de vue de la vitesse de convergence, notre algorithme est plus rapide que le LMS la convergence est atteinte après 5 itérations. La performance de l'algorithme LMS a été atteinte après 50 T1, c'est-à-dire après 1500 itérations.

Chapitre 7

Identification Aveugle par la méthode Relation Croisée (Cross-Relation)

7.1 Introduction

L'efficacité de la bande passante de beaucoup de systèmes de communication pourrait être améliorée si le canal de transmission est estimé en aveugle, c'est-à-dire sans avoir recours à des séquences d'apprentissage. La modulation GMSK est un schéma de modulation à spectre efficace **Figure 7.1**. Il est adopté comme standard de modulation des systèmes GSM. Toutefois, en raison de sa modulation de phase et le filtrage gaussien, GMSK n'est pas une modulation linéaire. L'approximation linéaire du signal GMSK rend l'égalisation aveugle applicable pour le GSM. Dans ce chapitre, nous présentons une approximation linéaire des signaux GMSK et nous proposons un algorithme d'identification aveugle du canal GSM basé sur la méthode de relation croisée (Cross Relation)

Le Standard cellulaire GSM utilise le modèle d'accès multiple à répartition de temps (TDMA), où chaque bande de fréquence est partagée par 8 utilisateurs alloués avec 8 time slots. Au cours de chaque time slot (environ 0.577ms), un burst de 142 bits est transmis, dans lequel deux ensembles de 57 bits de données sont séparées par

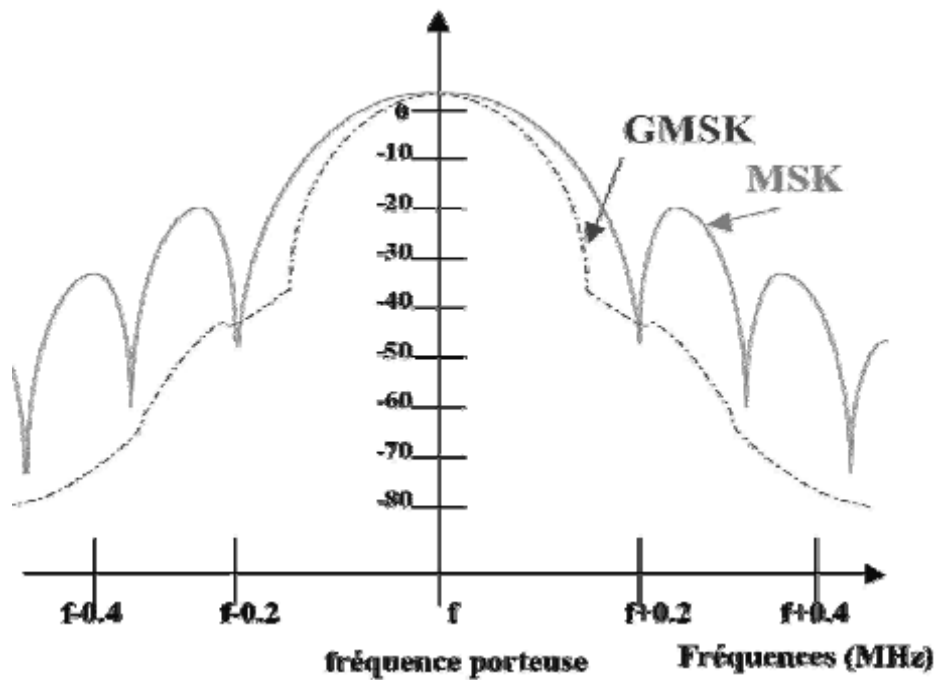


Figure 7.1 : Spectre de puissance simulé d'une modulation GMSK

Un ensemble de 26 bits (figure 7.2). Ces 26 bits peuvent être utilisées par le récepteur pour identifier la réponse impulsionnelle du canal linéaire inconnu, qui comprend le filtre transmetteur, le canal physique, et le filtre récepteur. Cette séquence d'apprentissage représente une charge supplémentaire qui réduit l'efficacité globale du système. Si l'égalisation aveugle peut éliminer une partie du signal d'apprentissage, tout en maintenant la performance du système à un niveau acceptable, cela peut améliorer sensiblement l'efficacité du système.

Dans ce chapitre, nous allons d'abord présenter un nouvel algorithme d'identification aveugle du canal basé sur la méthode cross relation [92]. Nous notons que les algorithmes d'identification aveugle de canaux basés sur les systèmes SOS sont sensibles à l'ordre inadéquat du canal [93], ce qui est très courant dans l'environnement sans fil.

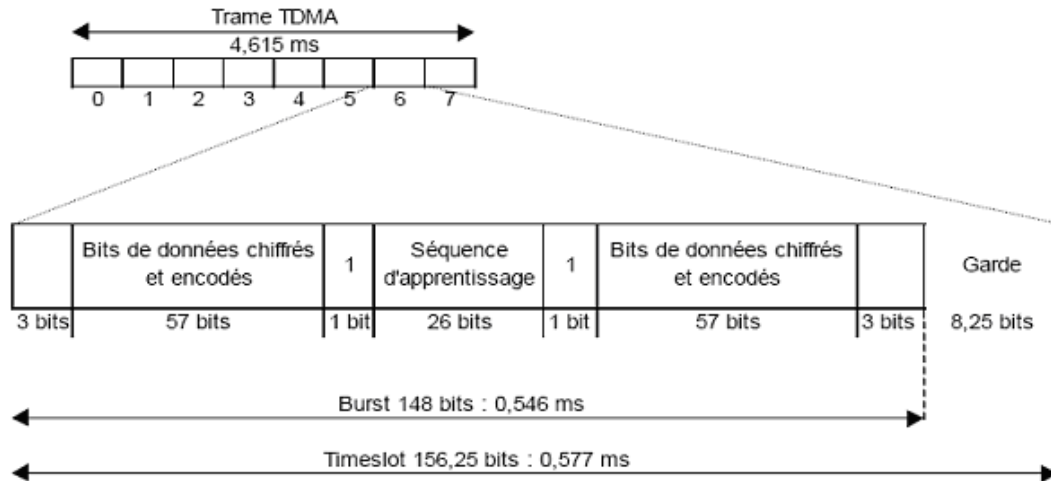


Figure 7.2. Un Burst Normal d'un signal GSM.

Le reste du chapitre décrit un modèle linéaire estimé pour la de modulation GMSK non-lineaire utilisés par GSM. Ensuite, nous exposons la méthode d'extraction de la diversité du canal du système GMSK linéaire. Ensuite, nous introduisons l'algorithme d'identification aveugle du canal basé sur méthode cross relation CR. Enfin, les résultats de simulation sont présentés.

7.2 Approximation du signal GMSK

La réponse impulsionnelle $h(t)$ du filtre gaussien LPF est:

$$h(t) = \frac{\sigma}{B\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-\sigma^2}{2} t^2\right) \quad (7.1)$$

Où

$$\sigma = \frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}}, \text{ avec } BT = 0.3 \text{ for GSM.}$$

B est la largeur de bande du filtre à -3 dB. La réponse du filtre LPF gaussien à une impulsion carrée est:

$$g(t) = h(t) * \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$$

Où la fonction fenêtre rectangulaire $\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ est définie par:

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1/T, & \text{pour } |t| < \frac{T}{2} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La fonction $g(t)$ peut être écrite comme:

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left[Q\left(2\pi BT \frac{t-T/2}{T\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(2\pi BT \frac{t+T/2}{T\sqrt{\ln 2}}\right) \right] \quad (7.2)$$

Où $Q(t)$ est la fonction Q:

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^{\infty} \exp\left(-\frac{\tau^2}{2}\right) d\tau \quad (7.3)$$

Par conséquent, la modulation à phase continue (CPM) correspond à l'intégrale

$$\psi(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau - 2T) d\tau \quad (7.4)$$

Dans le système GSM, le paramètre $BT = 0,3$ est choisie de telle sorte que:

$$\psi(t) \approx \begin{cases} 0, & t \leq 0; \\ 1, & t \geq 4T. \end{cases} \quad (7.5)$$

Le signal en bande de base de la modulation GMSK est:

$$s(t) = \exp\left[j \frac{\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \psi(t - nT)\right] \quad (7.6)$$

Dans lequel $\alpha_n = \pm 1$ sont des données binaires pour la transmission. Vu que, les algorithmes d'égalisation aveugle existants reposent sur des modèles de systèmes linéaires, l'approximation linéaire des signaux GMSK devient la première étape nécessaire. Suite à l'approche utilisée dans [92] et [95] pour l'approximation linéaire QAM des signaux GMSK utilisée dans le GSM, nous prenons la première étape d'approximation:

$$s(t) = \exp\left[j \frac{\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \psi(t - nT)\right]$$

$$\approx \exp\left(j \frac{\pi}{2} \sum_{k=-\infty}^{n-4} \alpha_k\right) \prod_{k=n-3}^n \exp\left[j \frac{\pi}{2} \alpha_k \psi(t - kT)\right] \quad (7.7)$$

$$t \in [nT, (n+1)T).$$

L'Équation (7.7) devient la base de l'approximation linéaire. On peut constater qu'il y a 16 termes différents dans l'expansion du produit dans l'équation (7.7). Parmi les 16 impulsions linéaires différentes, seulement deux impulsions sont importantes, tandis que les autres sont presque toutes égales à zéro. Enfin, le modèle linéaire approximatif pour GMSK avec $BT = 0,3$ est:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{0,n} h_0(t - nT) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{1,n} h_1(t - nT) \quad (7.8)$$

Où

$$\begin{aligned} a_{0,n} &= \exp\left[j \frac{\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^n \alpha_n\right] = j \alpha_n a_{0,n-1} \\ &= -\alpha_n \alpha_{n-1} a_{0,n-2} \\ a_{1,n} &= j \alpha_n \exp\left[j \frac{\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^n \alpha_n\right] = j \alpha_n a_{0,n-2} \end{aligned}$$

En d'autres termes, le signal GMSK peut être rapproché avec presque pas d'erreur par la somme de deux signaux QAM avec des formes d'impulsions $h_0(t)$ et $h_1(t)$. Ces deux impulsions dans l'approximation linéaires sont représentées par la figure 7.3.

Pour le cas $L = 4$, $BT = 0.3$,

$$h_0(t) = \beta(t - 4T)\beta(t - 3T)\beta(t - 2T)\beta(t - T) \quad (7.9)$$

$$0 \leq t \leq 5T$$

$$h_1(t) = \beta(t - T)\beta(t - 2T)\beta(t - 4T)\beta(t + T) \quad (7.10)$$

$$0 \leq t \leq 3T$$

Avec,

$$\beta(t) = \begin{cases} \frac{\sin[\pi h - \pi h \psi(t)]}{\sin(\pi h)}, & t \in [0, LT) \\ \beta(-t), & t \in (LT, 0] \\ 0, & |t| \geq 0 \end{cases} \quad (7.11)$$

Avec $h=0.5$, $\beta(t)$ devient:

$$\beta(t) = \begin{cases} \cos(\frac{\pi}{2} g(t)) & t \in [0, LT) \\ \beta(-t), & t \in (LT, 0] \\ 0, & |t| \geq 0 \end{cases} \quad (7.12)$$

$$\psi(t) = \frac{1}{2} + \frac{t_1 Q(\sigma t_1) - t_2 Q(\sigma t_2)}{2T_p} - \dots$$

$$- \frac{\exp(-\sigma^2/2) t_1^2 - \exp(-\sigma^2/2) t_2^2}{2T_p \sigma \sqrt{2\pi}}$$

$$t_1 = t - \frac{T_p}{2}, \quad t_2 = t + \frac{T_p}{2}, \quad \sigma = \frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}}$$

T_p : période d'échantillonnage.

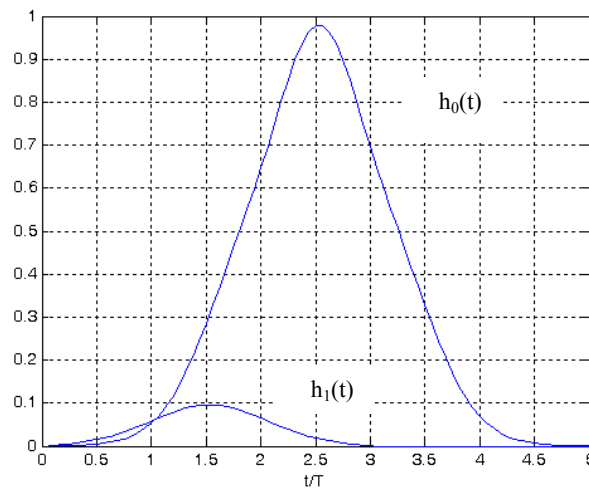


Figure 7.3. Représente deux formes d'Impulsions d'approximation linéaire de GMSK.

La puissance dans $h_1(t)$ est 0,48% de la puissance dans $h_0(t)$.

Parce que la majorité (99,5%) de l'énergie dans le signal GMSK est contenue dans la première impulsion $h_0(t)$ (figure 7.3), on peut simplifier encore $s(t)$ en un seul signal QAM :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h_0(t-nT), \quad \text{où } a_n = j\alpha_n a_{n-1} \quad (7.13)$$

Il peut être noté que l'erreur d'approximation peut être considérée comme une interférence additive. Par conséquent, même dans les canaux non bruités, le rapport signal sur bruit maximal (SNR) maximal de cette approximation est de 23dB [93]. Avec cette approximation de GMSK en une modulation à phase linéaire QAM, les méthodes d'identification aveugle peuvent être appliquées.

Pour un canal physique à réponse impulsionnelle $h_c(t)$, la combinaison linéaire de l'impulsion approximée est simplement:

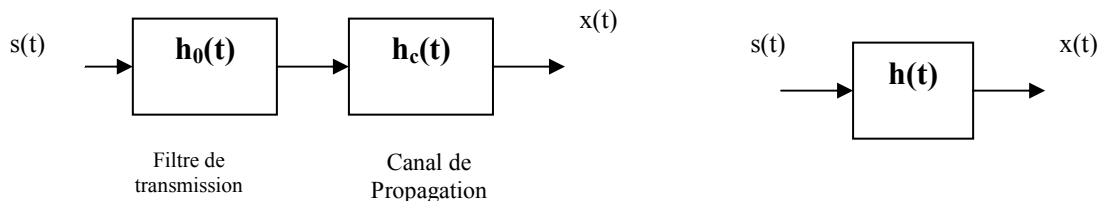


Figure 7.4. Filtre $h(t)$ composite.

$$h(t) = h_c(t) * h_0(t). \quad (7.14)$$

Le signal GMSK reçu est approximativement égale à :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(t-kT)s(k) + n(t) \quad (7.15)$$

Où $n(t)$ est le bruit du canal. La vitesse de transmission des signaux discrets est définie comme :

$$x_i = x(iT), \quad h_i = h(iT), \quad n_i = n(iT)$$

La séquence de sortie du canal est donc une séquence stationnaire:

$$x_n = \sum_{k=0}^L h_k a_{n-k} + n_n \quad (7.16)$$

7.3 Diversité du canal

Pour l'approximation QPSK du signal GMSK, en échantillonnant à une fréquence supérieure à celle du signal reçu ne va pas nécessairement générer la diversité du canal demandée par tous les méthodes SOS (Second Order Statistics) pour l'identification aveugle, cela est dû à l'excès de la largeur de bande de l'impulsion $h_0(t)$ approximée.

Bien entendu, nous pouvons créer la diversité du canal par l'ajout d'antennes. Malheureusement, l'ajout d'antennes exige des unités d'antennes RF externes et augmente de manière significative le coût du matériel. Ici, nous montrons comment réduire le coût du matériel par un traitement des données reçues de façon que deux canaux de sorties puissent être extraits d'un seul signal GMSK reçu.

Nous observons que $a_n = j\alpha_n a_{n-1}$ dans l'approximation QPSK du signal GMSK. Cependant, le rapport indique qu'effectivement à un moment donné, a_n peut seulement choisir deux valeurs au lieu de quatre. Ainsi, a_n est un pseudo QPSK et est réalisé par la rotation d'un signal BPSK.

$$a_{n-k} = j^{n-k} \left(\prod_{l=k-3}^{M+L-1} \alpha_{n-l} \right) (\alpha_{n-M-L} j^{M+L-n}) \quad (7.17)$$

Sans perte de généralité, soit $(\alpha_{n-M-L} j^{M+L-n})$ un réel (imaginaire) pure. Alors

$$\begin{aligned} a_{n-k} &= j^{n-k} \tilde{a}_{n-k}, \quad \tilde{a}_{n-k} = \pm 1, \\ k &= 0, \dots, M + L - 1 \end{aligned} \quad (7.18)$$

Pour extraire la diversité du canal à partir du système décrit par l'équation (7.16), le prétraitement basé sur des caractéristiques particulières du signal d'entrée pseudo QPSK est nécessaire. L'équation (7.16) peut être transformée comme suit:

$$x_n = \sum_{k=0}^L h_k j^{n-k} \tilde{a}_{n-k} + \omega_n$$

$$= \sum_{k=0}^L [h_k j^{n-k}] \tilde{a}_{n-k} + \omega_n \quad (7.19)$$

Comme resultat, nous pouvons obtenir une nouvelle séquence :

$$\begin{aligned} \tilde{x}_n &= x_n j^{-n} \\ &= \sum_{k=0}^L [h_k j^{-k}] \tilde{a}_{n-k} + j^{-n} \omega_n \end{aligned} \quad (7.20)$$

La nouvelle séquence non seulement change la détection d'un signal GMSK en un simple problème de détection BPSK, elle peut aussi créer la diversité de canal utile dans égalisation aveugle [92]

Puisque, $\{\tilde{a}_n\}$ est une séquence à valeurs réelles, on peut induire deux sous-canaux à partir de l'équation (7.20) :

$$\begin{aligned} x_n^1 &= \text{Re}\{\tilde{x}_n\} = \sum_{k=0}^L \text{Re}[h_k j^{-k}] \tilde{a}_{n-k} + \text{Re}[j^{-n} \omega_n] \\ x_n^2 &= \text{Im}\{\tilde{x}_n\} = \sum_{k=0}^L \text{Im}[h_k j^{-k}] \tilde{a}_{n-k} + \text{Im}[j^{-n} \omega_n] \end{aligned} \quad (7.21)$$

Où le signal d'entrée est un BPSK, c'est-à-dire

$$\tilde{a}_n = j^{-n} a_n = \pm 1.$$

A partir de la séquence des données d'entrée BPSK, deux sous-canaux peuvent être générés sans sur échantillonnage et antennes supplémentaires,

$$\{h_k^1\} = \{\text{Re}(h_k j^{-k})\} \quad \text{and} \quad \{h_k^2\} = \{\text{Im}(h_k j^{-k})\}$$

Nous arrivons, donc, à l'équation familière du modèle SIMO (Single Input / Multiple Output) :

$$x[k] = H \tilde{a}[k] + n[k]$$

Où :

$$x[k] = \begin{bmatrix} \text{Re}\{x[k]\} \\ \text{Im}\{x[k]\} \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} \text{Re}\{H\} \\ \text{Im}\{H\} \end{bmatrix}, \quad n[k] = \begin{bmatrix} \text{Re}\{n[k]\} \\ \text{Im}\{n[k]\} \end{bmatrix}. \quad (7.22)$$

H aura un rang plein colonne si $\{\text{Re}(h_k j^{-k})\}$ et $\{\text{Im}(h_k j^{-k})\}$ ne partagent aucun zéro commun [93].

7.4 La Méthode CROSS-RELATION

Considérons un système SIMO de q sorties par:

$$y(l) = \sum_{k=0}^M h(k)s(l-k) + n(l) \quad (7.23)$$

Les sorties non bruitées $y_i(k)$, $1 \leq i \leq q$ sont données par :

$$y_i(k) = h_i(k) * s(k), \quad 1 \leq i \leq q \quad (7.24)$$

Où "*" indique la convolution. En utilisant la commutativité de la convolution, il suit:

$$h_j(k) * y_i(k) = h_i(k) * y_j(k), \quad 1 \leq i < j \leq q \quad (7.25)$$

Il s'agit d'une équation linéaire satisfaite par toutes les paires de canaux.

Il a été démontré [96] que $q(q-1)/2$ possible cross-relations, les paramètres des canaux peuvent être identifiés de façon unique.

En regroupant toutes les paires de q canaux, on peut facilement établir un ensemble d'équations linéaires. Sous forme matricielle, cet ensemble d'équations peut être exprimé sous la forme:

$$Y_q h = 0 \quad (7.26)$$

Où Y_q est définie par :

$$Y_2 = [Y_{(2)}, -Y_{(1)}]$$

$$Y_l = \left[\begin{array}{ccc|c} & & Y_{(l-1)} & 0 \\ Y_{(l)} & & & -Y_{(1)} \\ & \bullet & & \bullet \\ & & \bullet & \bullet \\ 0 & & & -Y_{(l-1)} \\ & & Y_{(l)} & \end{array} \right] \quad (7.27)$$

Avec $l = 3, \dots, q$ et :

$$Y_{(l)} = \left[\begin{array}{cccc} y_l(M) & \bullet & \bullet & y_l(0) \\ \bullet & & & \bullet \\ \bullet & & & \bullet \\ \bullet & & & \bullet \\ y_l(N-1) & \bullet & \bullet & y_l(N-M-1) \end{array} \right] \quad (7.28)$$

En présence de bruit, l'équation (7.26) peut être résolue selon un sens des moindres carrés (LS) [96]:

$$\hat{h}_{CR} = \arg \min_{\|h\|=1} h^H Y_q^H Y_q h \quad (7.29)$$

La figure 7.5 représente la méthode CR pour un système SIMO à deux sorties. La sortie du filtre h1 attaque l'entrée du filtre h2, et la sortie du filtre h2 attaque l'entrée du filtre h1.

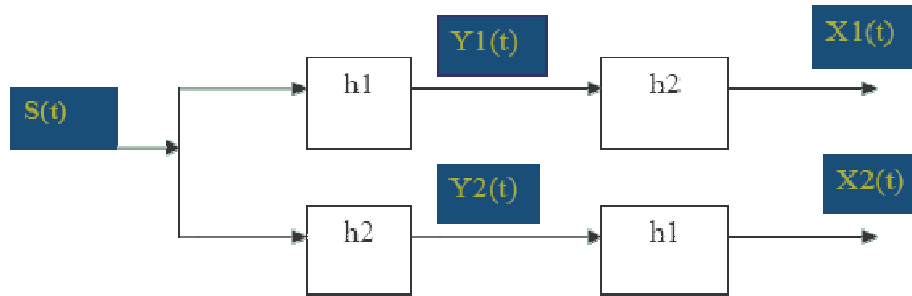


Figure 7.5. Methode CR Pour un système SIMO à deux sorties

7.5 Résultats de Simulation

Nous présentons les résultats de simulation de l'identification aveugle dans GSM. Une impulsion GMSK de quatre symboles est générée et une bande passante $BT = 0,3$. Le débit binaire est de 27 kb/s.

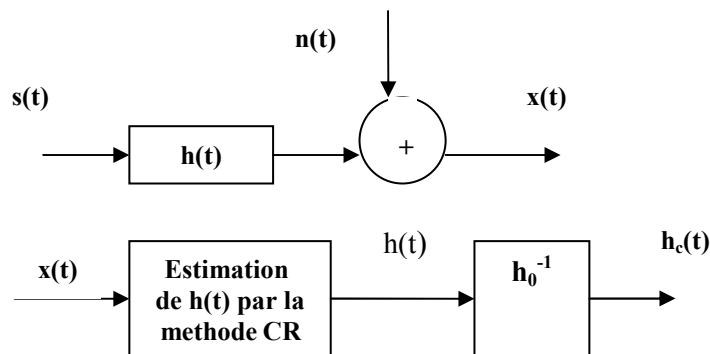


Figure 7.6. Estimation du canal de Propagation.

$s(t)$: signal BPSK transmis

$n(t)$: bruit ajouté

$h(t)$: filtre combiné [$h(t)=h_0(t)*h_c(t)$]

La figure 7.7 représente la réponse impulsionnelle estimée du canal de propagation COST - 207 [97]. La figure 7.8 représente l'erreur d'estimation relative pour la méthode à séquence d'apprentissage et la méthode aveugle (CR).

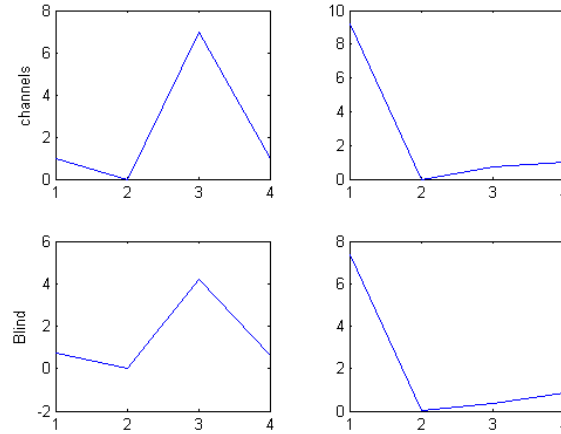


Figure 7.7. Réponse impulsionnelle des canaux COST-207 pour un canal mobile d'un modèle TYPIQUE URBAN et RURAL.

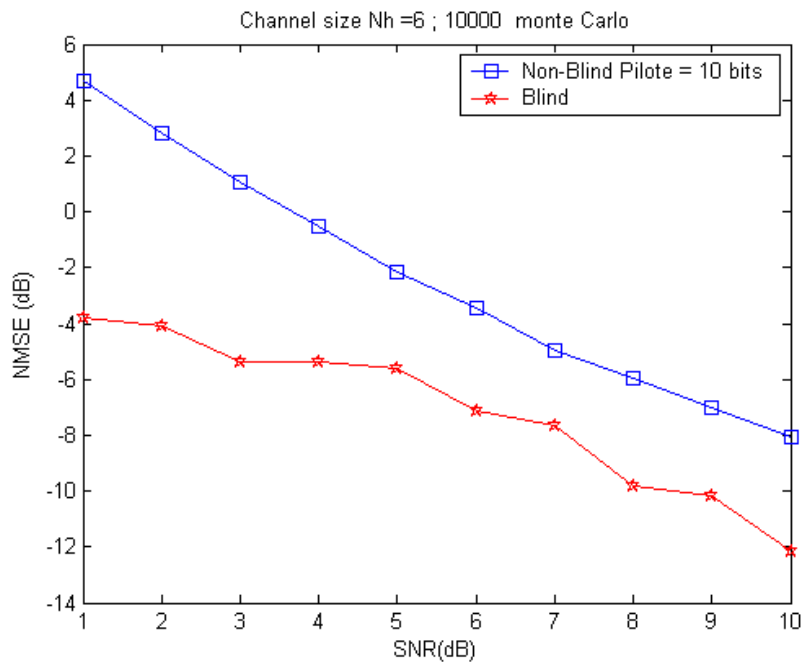


Figure 7.8. Erreur relative d'estimation du Canal [94]

7.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le problème de l'identification aveugle des canaux, basé sur la méthode CR avec l'exploitation de la linéarisation des signaux

GMSK utilisés dans les systèmes GSM. Les résultats de simulations montrent un grand potentiel de l'algorithme d'identification aveugle, étant donné que nous n'avons pas utilisé d'antennes externes ou un sur échantillonnage du signal reçu. Cette méthode est d'une grande importance car nous pouvons utiliser 10 bits au milieu du burst des signaux GSM afin de transmettre des informations. La méthode du signal d'apprentissage surpasse la méthode aveugle si le pilote est supérieur à 10 bits. Nous proposons de poursuivre les travaux de recherche à l'application des méthodes semi aveugle.

Chapitre 8

Conclusion Générale et Perspectives

8.1 Conclusion Générale :

Cette thèse présente le concept des systèmes d'Antenne Intelligente et son impact sur les systèmes de communications mobiles. Les analyses des Système d'antennes intelligentes ont été effectuées à l'aide de simulations Matlab.

L'objectif de cette thèse était la mise en place d'une estimation des pondérations des filtres d'égalisations par une méthode fréquentielle itérative rapide comparée à l'algorithme LMS. L'utilisation de cet algorithme nous a permis d'augmenter la vitesse de convergence par rapport à l'algorithme LMS.

Nous avons aussi utilisé un algorithme d'identification aveugle du canal GSM basée sur la méthode CR (Cross-Relation). Et Nous avons exploité la propriété de la modulation GMSK pour obtenir la diversité spatiale.

La notion de filtrage spatial touche à l'avant-garde de la conception des systèmes de Communication mobile. Les Recherches existantes et à la conclusion de cette thèse est arrivé à confirmer les bienfaits du filtrage spatial. En conclusion, notre algorithme offre une vitesse de convergence accrue qui, à son tour, promet une amélioration de la capacité de la bande passante.

8.2 Perspectives :

Le déploiement Global des systèmes d'antennes intelligentes devrait croître, 2.4 milliard de gens dans le monde utilisent la technologie **GSM** , qui représente 85 % de la totalité du marché des communications mobiles, un milliard de mobiles GSM ont été vendu en 2007 dans le monde. Ainsi, d'autres stratégies doivent être étudiées pour améliorer les performances du réseau et la capacité.

Un problème avec l'approche MSE est qu'elle nécessite la connaissance d'une séquence d'apprentissage pour l'estimation du canal de transmission [17]. Cela présente des inconvénients car elle conduit à une réduction de la capacité du canal. Dans les réseaux GSM, la séquence d'apprentissage représente 22% des bits transmis [30]. Les algorithmes semi-aveugles représentent une approche prometteuse pour les systèmes d'antennes intelligentes puisque nous pouvons tirer profit des avantages des deux systèmes. Cela aura un impact sur l'augmentation de la capacité des systèmes de communication mobiles et l'amélioration de la qualité des services.

Bibliographie

- [1] Markus E. Ali and Franz Schreib. Adaptive single snapshot beamforming: A New concept for the rejection of nonstationary and coherent interferers. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(12):3055–3058, December 1992.
- [2] Markus E. Ali-Hackl, Martin Haardt, and Josef A. Nossek. 4xS-Single snapshot spatial separation of wavefronts via antenna arrays. Technical report, Institute for Network Theory and Circuit Design, Technical University of Munich, 1995.
- [3] David Asztely. On antenna arrays in mobile communication systems: Fast fading and gsm base station receiver algorithms. Technical report, Royal Institute of Technology, Stockholm, 1996.
- [4] Gregory E. Bottomley and Karim Jamal. Adaptive arrays and MLSE equalization. *Proceedings VTC*, pages 50–54, 1995.
- [5] A. Paulraj C. B. Papadias. A space-time constant modulus algorithm for SDMA systems. *Proceedings VTC 1996*, pages 86–90, April 1996.
- [6] C. Farsakh and J. A. Nossek. Application of space division multiple access to mobile radio. *Proceedings PIMRC*, pages 736–739, 1994.
- [7] Christof Farsakh and Josef A. Nossek. Channel allocation and downlink beamforming in an SDMA mobile radio system. *Proceedings PIMRC*, pages 687–691, September 1995.
- [8] Josef Fuhl and Andreas F. Molisch. Virtual-image-array single-snapshot (viass) algorithm for direction-of-arrival estimation of coherent signals. *Proceedings PIMRC*, pages 658–662, September 1995.
- [9] William A. Gardner. Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals. *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 14–36, April 1991.
- [10] D. Gerlach and A. Paulraj. Spectrum reuse using transmitting antenna arrays with feedback. *Proceedings ICASSP 1994*, pages 97–100, April 1994.
- [11] Simon Haykin. *Adaptive Filter Theory (Second Edition)*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J. 07632, U.S.A, 1991.
- [12] Don H. Johnson and Dan E. Dudgeon. *Array Signal Processing : Concepts and Techniques*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J. 07632, U.S.A, 1993.
- [13] Steven M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing*. Prentice Hall

- International, Englewood Cliffs, N.J. 07632, U.S.A, 1993.
- [14] Abdesselam Klouche-Djedid and Masahuru Fujita. Adaptive array sensor processing applications for mobile telephone communication. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 45(3):405–416, August 1996.
 - [15] Hamid Krim and Mats Viberg. Two decades of array signal processing research. *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 67–94, July 1996.
 - [16] Edward A. Lee and David G. Messerschmitt. *Digital Communication*. Kluwer Academic Publishers, Boston, 1988.
 - [17] Hui Liu and Guanghan Xu. Blind estimation of array responses for an asynchronous multiuser system. *Proceedings VTC*, pages 862–865, 1995.
 - [18] Hui Liu and Guanghan Xu. Multiuser blind channel estimation and spatial channel pre-equalization. *IEEE Proceedings*, 1995.
 - [19] A. Manikas and S. S. Lim. Steered vector arrays for complete interference cancellation, robust to pointing errors. Technical report, Department of Electrical and Electronic Engineering, Digital Communication Systems Section, Imperial College, London, 1995.
 - [20] Utz Martin. A directional radio channel model for densely built-up urban areas. *EPMCC'97*, October 1997.
 - [21] Heinrich Meyr, Marc Moeneclaey, and Stefan Fechtel. *Digital Communication Receivers : Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing*. John Wiley and Sons, New York, 1997.
 - [22] Robert Monzingo. *Introduction to Adaptive Arrays*. John Wiley and Sons, New York, 1980.
 - [23] Wolfgang Papen. Uplink performance of a new macro-diversity cellular mobile radio architecture. *Proceedings PIMRC 1995*, pages 1118–1122, September 1995.
 - [24] A. Paulraj and C. B. Papadias. Array processing in mobile communications. *Handbook on Signal Processing*, CRC Press, 1997.
 - [25] John G. Proakis. *Digital Communications (Second Edition)*. McGraw-Hill, New York, 1989.
 - [26] Gregory G. Raleigh, Suhas N. Diggavi, V.K. Jones, and A. Paulraj. A blind adaptive transmit antenna algorithm for wireless communication. *Proceedings ICC*, pages 1494–1499, 1995.
 - [27] Steven E. Schwarz. *Electromagnetics for Engineers*. Saunders College

- Publishing, Philadelphia, 1990.
- [28] Alle-Jan van der Veen, Shilpa Talwar, and A. Paulraj. Blind identification of FIR channels carrying multiple finite alphabet signals. *Proceedings ICASSP 1995*, pages 1213–1216, May 1995.
- [29] Alle-Jan van der Veen, Shilpa Talwar, and A. Paulraj. Blind estimation multiple digital signals transmitted over FIR channels. *IEEE Signal Processing Letters*, 2(5), May 1996.
- [30] M. C. Vanderveen and A. Paulraj C. B. Papadias. Joint angle and delay Estimation (jade) for signals in multipath environments. *IEEE Communications Letters*, 1(1):12–14, January 1997.
- [31] Barry D. Van Veen and Kevin M. Buckley. Beamforming : A versatile approach to spatial filtering. *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 4–24, April 1988.
- [32] M. Viberg, P. Stoica, and B. Ottersten. Maximum likelihood array processing in spatially correlated noise fields using parameterized signals. Technical report, Royal Institute of Technology, Stockholm, 1994.
- [33] Jr. William C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley & Sons, New York, 1974.
- [34] M. Mouly, M-B. Pautet *The GSM System for Moblie Communication*, ISBN 2-9507190-0-7, 1992.
- [35] W. H. Gerstacker and R. Schober *Equalization Concepts for EDGE*, IEEE Transaction on Wireless Communications, vol. 1, no. 1, pp. 190-199, January 1995.
- [36] A. A. Samjani IEEE Potentials, vol. 21, issue 2, pp. 12-15, April-May 2002.
- [37] S. Glisic and Branka Vucetic *Spread Spectrum CDMA System for Wireless Communication*, Artech House Inc, ISBN 0-89006-858-8, 1997.
- [38] M.B Pursley *Direct-sequence spread-spectrum communications for multipath channels*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, issue 3, pp. 653–661, March 2002.
- [39] E. DelRe *A Coordinated European Effort for the Definition of a Satellite Integrated Environment for future Mobile Communications*, IEEE Communication Magazine, vol. 34, no. 2, pp. 98-104, February 1996.

- [40] A. Doufexi, S. Armour, M. Butler, A. Nix, D. Bull, J. McGeehan and P. Karlsson *A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards*, IEEE Communications Magazine, vol. 40, issue 5, pp. 172-180, May 2002.
- [41] J. E. Padgett, C. G. Gunther and T. Hattori *Overview of Wireless Personal Communication*, IEEE Communication Magazine, vol. 33, no. 1, pp. 28-41, 1995.
- [42] J. G. Proakis *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.
- [43] A. F. Mohammed *Near-far problem in direct-sequence code-division multiple-access systems*, Proceedings of the Seventh IEE European Conference on Mobile and Personal Communications 1993, pp. 151 -154, 1993.
- [44] A. Pandharipande *Principles of OFDM*, IEEE Potentials, vol. 21, issue 2, pp. 16-19, April-May 2002.
- [45] N. Benvenuto, S. Tomasin and L. Tomba *Equalization methods in OFDM and FMT systems for broadband wireless communications*, IEEE Transactions on Communications, vol. 50, issue 9, pp. 1413-1418, September 2002.
- [46] J. R. Treichler, I. Fijalkow and C.R. Johnson J.R., *Fractionally Spaced equalisers; How long should they really be?*, IEEE Signal Processing Magazine, vol. 13, issue 3, pp.65-81, May 1996.
- [47] Y. Li and Z. Ding *Global Convergence of Fractionally Spaced Godard (CMA) Adaptive Equalizers*, IEEE Transaction on Signal Processing, vol. 44, no. 4, pp. 818-826, April 1996.
- [48] B. Widrow, S. D. Stearns *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, 1985.
- [49] S. Haykin *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hal. Inc., Upper Saddle River, NJ, 1994.
- [50] D. N. Godard *Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two Dimensional Data Communication Systems*, IEEE Transactions on Communication, vol. 28, no. 11, pp.1867-1875, November 1980.
- [51] A. Touzni, I. Fijalkow, M. G. Larimore and J. R. Treichler *A Globally Convergent Approach for Blind MIMO Adaptive Deconvolution* , IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, issue 6 , pp. 1166 -1178, June 2001.

- [52] D. L. Jones *A normalized constant-modulus algorithm*, Proceedings of 29th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, vol. 2, pp. 694-697, Pacific Grove, CA, USA, October 1995.
- [53] W. C. Jakes *Microwave Mobile Communication*, IEEE PRESS, New Jersey, 1994.
- [54] H. Yang, M-S Alouini *Analysis and comparison of various switched diversity strategies*, Proceedings of IEEE 56th Vehicular Technology Conference, VTC 2002, vol. 4, pp. 1948–1952, 2002.
- [55] R. A. Monzigo and T. W. Miller *Introduction to Adaptive Arrays*, Prentice-Hal. Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1994.
- [56] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, New York, 1981.
- [57] J. Butler and R. Lowe, “Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas,” *Electronic Design*, pp. 170-173, April 12, 1961.
- [58] J. Blass, “Multidirectional Antenna: A New Approach to Stacked Beams,” *IRE International Conference Record*, Vol. 8, Part 1, 1960.
- [59] S. Mano, et al., “Application of Planar Multibeam array Antennas to Diversity Reception,” *Electronics and Communications in Japan*, Part 1, Vol. 79, No. 11, pp. 104-112, 1996.
- [60] A. W. Rudge, et al., ed., *The Handbook of Antenna Design*, Vol. 2, Peter Peregrinus, London, 1983.
- [61] J. Litva and T. K.-Y. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House, Boston, 1996.
- [62] P. W. Howells, “Intermediate frequency sidelobe canceller,” Technical report, U.S. Patent 3202990, May 1959.
- [63] S. Applebaum, “Adaptive arrays,” Technical Report SPL TR-66-001, Syracuse Univ. Res. Corp. Report, 1965.
- [64] D. N. Goddard, “Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in a Two-Dimensional Data Communication System,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 28, pp. 1867-1875, 1980.
- [65] J. R. Treichler and B. Agee, “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals,” *IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-31, pp. 459-472, Apr. 1983.

- [66] B. Agee, "Blind Separation and Capture of Communication Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer", IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, 1989.
- [67] T. Biedka, Virginia Tech Adaptive Array Seminar, 1997.
- [68] A. Ishide and R. T. Compton, Jr., "On Grating Nulls in Adaptive Arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-28, No. 4, pp. 467-475, July 1980.
- [69] R. T. Compton, Jr., "A Method of Choosing Element Patterns in an Adaptive Array," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-30, No. 3, pp. 489-493, May 1982.
- [70] J.-W. Liang and A. J. Paulraj, "On Optimizing Base Station Array Topology for Coverage Extension in Cellular Radio Networks," 45th IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 866-870, 1995.
- [71] J. Fuhl, D. J. Cichon, and, E. Bonek, "Optimum Antenna Topologies and Adaptation Strategies for SDMA," IEEE GLOBECOM '96, Vol. 1, pp. 575-580, 1996.
- [72] W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, AT&T, 1974, (reprinted by IEEE Press, Piscataway, NJ).
- [73] Kai Dietze, Carl Dietrich, and Warren Stutzman, Vector Multipath Propagation Simulator (VMPS), Draft report, Virginia Tech Antenna Group, April 7, 1999.
- [74] K. Yang et al., "A Signal Subspace-Based Subband Approach to Space-Time Adaptive Processing for Mobile Communications," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 49, NO.2 pp. 401-412, Feb.2001.
- [75] M.T.TABA, S. FEMMAM, M. BEDDA, "Fast Iterative Frequency Equalization, Application to Mobile Communication", American Journal of Applied sciences Vol. 3, pp. 2103-2107, November 2006.
- [76] I. S. Reed, J. D. Mallett, and L. E. Brennan, "Rapid convergence rate in adaptive arrays," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. AES-10, Nov. 1974.
- [77] Y. Zhang, K. Yang, and M. G. Amin, "Adaptive array processing for multipath fading mitigation via exploitation of filter banks," IEEE Trans. Antennas Propagat.,

- [78] Y. Zhang, K. Yang, and Y. Karasawa, "Subband CMA adaptive arrays in multipath fading environment," *IEICE Trans. Commun.*, vol. J82-B, pp.97–108, Jan. 1999.
- [78] Saptal Singh et al., "An iterative Restoration Technique," *signal processing* Vol. 11 pp. 1-11, 1986, North-Holland.
- [79] A. J. Paulraj and C. B. Papadias, "Space-time processing for wireless communications," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 14, pp. 49–83, Nov. 1997.
- [80] R. Kohno, "Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array," *IEEE Pers. Commun.*, vol. 5, pp. 28–35, Feb. 1998.
- [81] S. Anderson, M. Millnert, M. Viberg, and B. Wahlberg, "An adaptive array for mobile communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 230–236, 1991.
- [82] Robert A. Monzingo, Thomas W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, John Wiley & Sons, 1980
- [83] S. Haykin, *Communication Systems*, 4th Ed., John Wiley & Sons, 2001
- [84] Richard KLEMM, 'Space-Time Adaptive Processing, Principles and applications', *IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics series 9*, 1998.
- [85] Ivica Stevanović, Anja Skrivervik and Juan R. Mosig, Final Report: "Smart Antenna Systems for Mobile Communications", *Laboratoire d'Electromagnétisme et d'Acoustique. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne*, Jan 2003
- [86] Alle-Jan van der Veen, "Resolution Limits of Blind Multi-User Multi-Channel Identification Schemes—The Bandlimited Case" *IEEE ICASSP'96*, Atlanta (GA), May 1996.
- [87] Vigneswaran Selvarajv, "Spatial Frequency Domain NLMS algorithm for Smart Antenna Systems", *Bachelor of Engineering Thesis, University of Queensland*, oct 2003.
- [88] Homer, J., "Detection Guided NLMS Estimation of Sparsely Parametrized Channels", *IEEE Transactions on Circuit and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol.47, N° 12, pp.1437-1442, Dec 2000.
- [89] A. NEUMAIER, 'Solving ill-conditioned and singular linear systems: A Tutorial on regularization', *Institut für Mathematik, Universität Wien, Austria*.

- [90] R. P. AGARWAL, M. MEEHAN, D. O'REGAN,' Fixed Point theory and Applications', Cambridge University Press 2001.
- [91] K. ARBENZ, A. WOHLHAUSER,' Analyse Numérique', Presses Polytechniques Romandes 1983.
- [92] Karim Abed-Meraim, Wanzhi Qiu, and Yingbo Hua, "Blind System Identification", Proceedings of the IEEE, pp. 1310:1322, AUGUST 1997
- [93] Zhi Ding and Ge Li, "Single Channel Blind Equalization for GSM Cellular Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 16, No. 8, Oct. 1998.
- [94] M.T.TABA, S. FEMMAM, D. MESSADEG " Blind SIMO GSM Channel Identification ", *European Journal of Scientific Research*, Vol 20, No 4 July 2008.
- [95] Ghassan Kawas Kaleh, "Simple Coherent Receivers for Partial Response Continuous Phase Modulation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 7, NO. 9, December 1989
- [96] A. Aïssa-El-Bey, M. Grebici, K. Abed-Meraim and A. Belouchrani, "Blind System Identification Using Cross-Relation Methods: Further Results And Developments," 7th International Symposium on Signal Processing and its Applications (ISSPA), vol. 1, pp. 649-652, Paris, France, July, 2003.
- [97] P. Hoeher, "A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel," *IEEE Transactions on Vehicle Technology*, vol.41, pp. 461-468, Nov. 1992.
- [98] <http://www.zigbee.org/>.