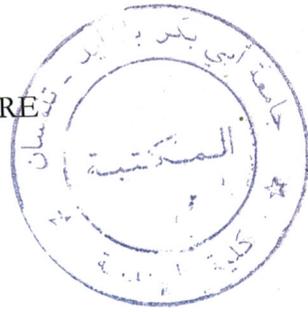
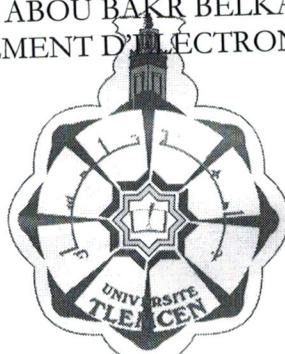


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEM  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



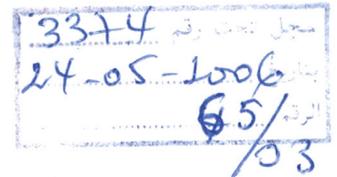
FACULTE  
DES SCIENCES  
DE L'INGENIEUR



LABORATOIRE  
DE TELECOMMUNICATIONS  
DE TLEMCEM

Thèse de Magister en Electronique  
Signaux & Systèmes

Thème



---

---

*Détection Auto-Adaptative de Liaisons de  
Communications Sans Fils par les Méthodes Aveugles*

---

---

Présentée par :

**M<sup>r</sup>: BOUACHA Abdelhafid**

*Soutenue en Février 2006 devant le jury :*

Président :	S.M. DEBBAL	M.C. à l'Université de Tlemcen
Examineurs :	M.A. CHIKH	M.C. à l'Université de Tlemcen
	N. BOUKLI-HACENE	M.C. à l'Université de Tlemcen
	S.M. MERIAH	M.C. à l'Université de Tlemcen
Directeur de thèse :	F.T. BENDIMERAD	Prof. à l'Université de Tlemcen
Co directeur de thèse :	F. DEBBAT	C.C. à l'Université de Mascara

Année Universitaire 2005-2006

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*A la mémoire de ma mère.*

*A Mon père et ma famille.*

*A mes amis.*

# REMERCIEMENT

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Télécommunications de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen.

Je remercie monsieur le professeur **F.T.BENDIMERAD** pour m'avoir accueilli dans son laboratoire, de la confiance qu'il m'a témoignée au cours de ces deux années et d'avoir dirigé mes travaux de thèse.

J'adresse également mes remerciements à mademoiselle **F. DEBBAT**, enseignante à l'université de Mascara, qui a su me soutenir malgré ses occupations, pour ses conseils et remarques qui ont fait avancer mes travaux.

J'exprime ma profonde reconnaissance à monsieur **S.M. DEBBAL** Maître de conférences, à l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie vivement monsieur **M.A. CHIKH**, Maître de conférences à l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être examinateur.

Tous mes remerciements vont également à monsieur **N. BOUKLI-HACENE**, Maître de conférences à l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, membre de mon jury pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je remercie infiniment monsieur **S.M. MERIAH**, Maître de conférences à l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, à qui je suis entièrement redevable pour sa participation à la commission d'examen.

Je tiens à remercier sincèrement tous les membres du Laboratoire de Télécommunications pour leurs encouragements, sans oublier mes collègues des autres Laboratoires de recherche.

# RESUME

Les réseaux d'antennes de performances accrues sont capables de détecter une liaison utile de communication et de s'auto-adapter à tout environnement hostile de brouilleurs en minimisant toute dégradation du signal utile de communication.

Généralement, l'adaptation du réseau d'antennes à son environnement hostile de signaux indésirables est obtenue en contrôlant les pondérations complexes de l'alimentation de chaque élément du réseau.

Dans ce travail nous appliquons les méthodes aveugles, connues dans la littérature sous le nom d'algorithme de Godard ou algorithme à module constant (CMA), pour adapter et synthétiser le diagramme de rayonnement utile du réseau. Ces méthodes ne nécessitent pas l'emploi d'une séquence d'apprentissage, elles exploitent la propriété du module constant de la plupart des types de modulation utilisés dans la communication mobile.

Nous proposons aussi une application de ces méthodes à la détection multi-utilisateurs aveugle dans un système CDMA.

**Mots clés :** Détection, auto-adaptation, algorithme à module constant, réseaux d'antennes, détection aveugle multi-utilisateurs, système DS-CDMA.

## ABSTRACT

This work presents new framework for the development and analysis of blind adaptive algorithms. An adaptive algorithm is said to be 'blind' if it does not require a known training sequence. The main focus is application of these algorithms to adaptive antenna arrays in mobile radio communications. Adaptive antenna arrays can reduce the effects of co-channel interference, multipath fading, and background noise as compared to more conventional antenna systems. For these reasons, the use of adaptive antennas in wireless communication has received a great deal of attention in the literature.

The analysis framework introduced here is shown to include the well-known Constant modulus algorithm (CMA). New results on the behavior of the CMA, NCMA and LSCMA are presented here, including analytic result on the convergence rate.

This framework is also used to propose a new blind multi-user detector in direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) systems.

**Keywords:**

Adaptive array, constant modulus algorithm, blind multi-user detector, DS-CDMA systems.

# ABBREVIATIONS

BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BPSK	Binary Phase Shift Key
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
DOA	Direction Of Arrival
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
EQM	Erreur Quadratique Moyen
ESPRIT	EStimation of Parameters via Rotational Invariance Technique
FCC	Commission Fédérale De Communications
FSK	Frequency Shift Keying
FM	Frequency Modulation
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GPS	General Position System
IS-95	Interim Standard 95
IAM	Interférence d'Accès Multiples
IES	Interférence Entre Symboles
LMS	Lest Mean Square
LSCMA	Lest Mean Constant Modulus Algorithm
MUSIC	MULTiple SIGNAL Classification
NCMA	Normalised Constant Modulus Algorithm
PM	Phase Modulation
PSK	Phase Shift keying
RLS	Recursive Lest Mean
SG-CMA	Stochastic Gradient Constant Modulus Algorithm
SIR	Signal to Interferer Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SNIR	Signal to Interferer and Noise Ratio
SDMA	Spatial Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System

# TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE .....	2
-----------------------------	---

## CHAPITRE 1

### MODELES DE SIGNAUX POUR LE TRAITEMENT D'ANTENNES

1.1. Introduction .....	6
1.2. Modèle des signaux reçus.....	7
1.2.1. Approximation par onde plane .....	7
1.2.2. Modèle temporel en bande étroite .....	8
1.2.2.1 Signaux en bande de base.....	8
1.2.2.2 Approximation bande étroite.....	10
1.2.2.3 Représentation matricielle.....	12
1.2.3. Modèle fréquentiel.....	14
1.3. Topologies de réseaux de capteurs .....	15
1.3.1 Réseau unidimensionnel.....	15
1.3.1 Réseau bidimensionnel.....	16
1.4. Remarques sur la modélisation.....	18
1.5. Caractérisation du canal radio mobile .....	18
1.5.1. Mécanismes de propagation .....	19
1.5.1.1 Réflexion .....	19
1.5.1.2 Diffraction .....	19
1.5.1.3 Diffusion.....	20
1.5.2. Effets de la propagation.....	20
1.5.2.1 Propagation en espace libre .....	20
1.5.2.2 Obstruction .....	21
1.5.2.3 Evanouissement (ou fading).....	21
1.5.3. Paramètres de base .....	22
1.5.3.1 Dispersion temporelle : étalement des retards.....	22
1.5.3.2 Dispersion fréquentielle : étalement Doppler.....	23
1.5.3.3 Dispersion spatiale : étalement angulaire .....	24
1.6. Conclusion.....	25

## CHAPITRE 2

### RESEAUX AUTO-ADAPTATIFS D'ANTENNES POUR TELECOMMUNICATIONS SANS FILS

2.1. Introduction .....	27
2.2. Historique des antennes adaptatives (intelligentes).....	28
2.3. Système d'antennes intelligentes.....	28
2.3.1. Définition.....	28
2.3.2. Types d'antennes intelligentes .....	30
2.3.2.1. Réseaux d'antennes à commutation de faisceaux .....	31

2.3.2.2.	Réseaux auto-adaptatifs d'antennes.....	33
2.3.3.	Avantages des antenne intelligentes.....	34
2.3.3.1.	Augmentation de capacité.....	34
2.3.3.2.	Augmentation de gamme.....	35
2.3.3.3.	Nouveaux services.....	35
2.3.3.4.	Sécurité.....	36
2.3.3.5.	Propagation par trajets-multiples réduits.....	36
2.3.3.6.	Facteurs de coût.....	36
2.3.3.7.	Complexité d'émetteur récepteur.....	36
2.3.3.8.	Gestion de ressource.....	37
2.3.3.9.	Taille physique.....	37
2.3.4.	Comparaison entre les deux types de systèmes.....	38
2.3.4.1.	Système à commutation de faisceau.....	38
2.3.4.2.	Systèmes à réseaux auto-adaptatifs d'antennes.....	38
2.4.	Modélisation des réseaux auto-adaptatifs d'antennes.....	39
2.4.1.	Principe de fonctionnement.....	39
2.4.2.	Formulation mathématique du problème de l'adaptativité.....	41
2.4.2.1.	Description du signal de réseaux adaptatifs.....	41
2.4.2.2.	Formalisme adopté.....	42
2.4.2.3.	Décomposition du signal reçu.....	43
2.5.	Algorithmes d'adaptation.....	45
2.5.1.	Méthodes non aveugles.....	46
2.5.1.1.	Méthode des moindres carrés (LMS).....	47
2.5.1.2.	Méthode des moindres carrés récursive (RLS).....	47
2.5.2.	Méthodes aveugles.....	48
2.6.	Conclusion.....	49

## CHAPITRE 3

### ALGORITHMES DU MODULE CONSTANT POUR L'ADAPTATION

3.1	Introduction.....	52
3.2	Algorithmes de Godard.....	53
3.2.1	Généralités.....	53
3.2.2	Contrainte du module constant.....	53
3.2.3	Fonction coût des CMA.....	54
3.3	Algorithme du Module constant à gradient stochastique.....	56
3.3.1	Développement par la méthode de descente.....	56
3.3.2	Initialisation du vecteur de pondération.....	57
3.3.3	Auto-adaptation par le SGCMA.....	57
3.3.3.1	Formulation du problème.....	57
3.3.3.2	Critères de performance.....	60
3.3.4	Implémentation et résultats.....	60
3.3.4.1	Réseaux rectiligne et uniformes d'antennes.....	60
3.3.4.2	Réseaux circulaires uniformes d'antennes.....	64
3.3.5	Discussions sur les résultats obtenus.....	68
3.4	Algorithme du module constant normalisé (NCMA).....	68
3.4.1	Généralités.....	68
3.4.2	Vecteur de pondération normalisé.....	69
3.4.3	Implémentation et résultats.....	69

3.4.3.1 Réseaux rectiligne et uniformes d'antennes .....	70
3.4.3.2 Réseaux circulaires uniformes d'antennes .....	75
3.4.4 Discussions des résultats obtenus .....	80
3.5 Algorithme du module constant au sens des moindres carrés (LSCMA).....	80
3.5.1 Simulations et résultats.....	82
3.5.1.1 Réseaux rectiligne et uniformes d'antennes .....	82
3.6 Comparaison entre le NCMA et le LSCMA .....	86
3.6.1 Vitesse de convergence et erreur quadratique moyenne .....	87
3.6.2 Influence du rapport signal sur bruit d'entrée (SNRin).....	88
3.7 Conclusion.....	90

## CHAPITRE 4

### DETECTION MULTI-UTILISATEURS AVEUGLE

4.1. Introduction .....	93
4.2. Etalement de spectre et CDMA .....	94
4.3. Problématique.....	95
4.3.1. Formulation mathématique.....	98
4.4. Récepteurs Multi-Utilisateurs.....	103
4.4.1. Modélisation du problème.....	103
4.4.2. Récepteur-Décorrélateur.....	105
4.4.2.1 Etude des performances .....	106
4.4.3. Récepteurs Multi-Utilisateurs basé sur le NCMA.....	110
4.4.3.1 Analyse de la convergence .....	111
4.4.3.2 Etude des performances .....	112
4.5. Conclusion.....	116

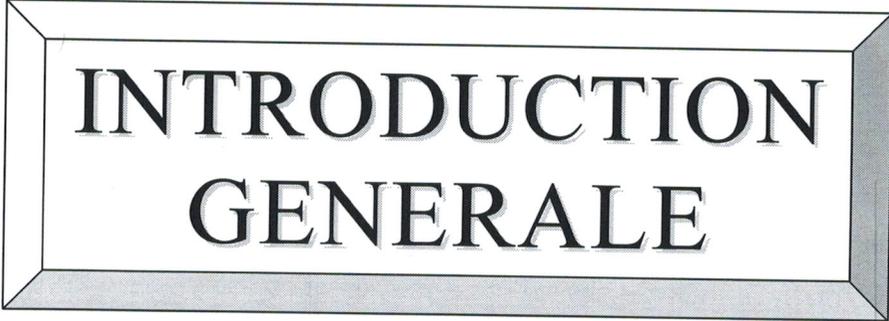
CONCLUSION GENERALE ..... 118

ANNEXE A : DETERMINATION DES SNIR, SIR ET SNR..... 121

ANNEXE B : SIGNAUX PSK & BPSK (Binary Phase Shift Key)..... 124

ANNEXE C : CODES D'ETALEMENT..... 126

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES ..... 130



**INTRODUCTION  
GENERALE**

## INTRODUCTION GENERALE

La base de toute connaissance se fait par la communication. Qu'elle soit entre hommes par le biais du dialogue, par la culture, ou par les stimuli extérieurs que nous recevons à chaque instant, elle est le moyen unique que nous avons de prendre conscience du monde qui nous entoure. L'élément principale de cette communication est le signal, forme physique de l'information.

Qu'il soit acoustique, visuel ou encore tactile, il traduit l'incroyable quantité d'informations que nous recevons à chaque instant sous des formes multiples. Le décodage de ces informations s'effectue inconsciemment lors de la compréhension de la parole dans une conversation par exemple.

Au cours des dix dernières années, les communications sous toutes leurs formes connaissent une croissance exceptionnelle. Transmettre de l'information tout en améliorant la qualité de la réception, c'est le but essentiel de la technique de filtrage par les antennes.

À partir de signaux issus de capteurs situés en différents points de l'espace, cette technique de filtrage permet d'optimiser la réception d'un signal appelé 'signal utile' en présence de bruit et de sources appelées interférences ou brouilleurs. Afin d'atteindre le but recherché, certaines connaissances sont nécessaires a priori : elles sont constituées par la localisation des signaux présents et les statistiques associées, la géométrie de l'antenne ou le modèle de propagation. Cependant, lorsque ces informations ne sont pas disponibles ou qu'elles ne sont qu'un modèle grossier de la réalité, les techniques de filtrage d'antennes deviennent inefficaces. Il est alors intéressant d'utiliser d'autres informations sur les statistiques ou la forme des signaux. La détection des signaux devient alors une détection dite aveugle (autodidacte ou non supervisé).

En effet, sans connaître quoi que ce soit a priori sur le système, les signaux sources sont retrouvés et reconstruits. On peut ainsi s'intéresser à des algorithmes qui exploitent les propriétés statistiques du signal tels que les algorithmes de Godard couramment utilisés pour l'égalisation (élimination des interférences inter symboles).

Les travaux de ce mémoire sont basés sur l'application de ces méthodes dites aveugles à des réseaux d'antennes traditionnellement utilisées en association avec des algorithmes déterministes ou stochastiques pour la détection des signaux. Nous développons ensuite d'autres applications de ces méthodes pour la résolution du problème de détection multi-

utilisateurs pour un système d'accès multiples à répartition par code (CDMA), technique très utilisée, dans les approches de transmission moderne.

Le domaine des réseaux d'antennes adaptatives est interdisciplinaire, incluant les outils électromagnétiques, les micro-ondes, la conception d'antennes et le traitement du signal. En utilisant une variété d'algorithmes, le réseau adaptatif d'antennes permet de minimiser d'une manière automatique la dégradation de la liaison utile de communication par une programmation adéquate de sa loi d'alimentation.

Avec la disponibilité des microprocesseurs performants et peu coûteux, l'exécution de l'adaptation automatique et devenue réalisable, aussi bien en terme de temps qu'en terme de quantité d'informations. L'évolution dans ce domaine s'est faite à grande vitesse, avec comme principal objectif, une progression vers des réseaux intelligents d'antennes imprimées.

Dans le cadre de notre travail, nous nous sommes intéressés aux réseaux adaptatifs d'antennes pour télécommunications mobiles définies d'une manière générale comme des réseaux à alimentation programmable. Nous avons donc effectué une étude détaillée et un développement des algorithmes de rejection de brouilleurs basé sur des méthodes exploitant les propriétés statistiques des signaux. Ces méthodes dites méthodes aveugles présentent une évolution des algorithmes déterministes pour s'adapter aux exigences des nouveaux systèmes.

Le chapitre 1 concerne la problématique du problème posé et donne une modélisation générale des signaux de télécommunications en bande de base. Les topologies des réseaux d'antennes couramment utilisées dans les stations de base des réseaux mobiles de télécommunications sans exposées. En fin de chapitre, une caractérisation du canal radio mobile est présentée pour compléter le modèle des signaux utilisé.

Le chapitre 2 propose une vue d'ensemble de la technologie d'antennes intelligentes et une vision sur la manière dont elles influent sur les systèmes de télécommunications modernes. Une modélisation des réseaux d'antennes adaptatives est aussi présentée. Nous terminerons ce chapitre par un exposé général des algorithmes d'adaptation habituellement utilisés dans ces systèmes.

Le chapitre 3 développe une étude comparative détaillée de trois variantes d'algorithmes de Godard connus sous le nom d'algorithmes à module constant (Constant Modulus Algorithm ou CMA), ces algorithmes sont appliqués à l'adaptation des réseaux d'antennes.

Le chapitre 4 présente l'application des méthodes aveugles à la détection des signaux dans des systèmes CDMA. Le but de ce chapitre est de résoudre le problème du traitement *aveugle* en réception pour un système de communications CDMA sans fils. Nous rappellerons brièvement les principes des techniques d'*étalement de spectre* et du CDMA ainsi que les détecteurs classiques utilisés. En fin de ce chapitre nous proposons une détection aveugle basée sur l'algorithme NCMA.

Les perspectives d'avenir quant à l'utilisation des méthodes aveugles dans le filtrage d'antennes et dans la détection pour un système CDMA sont évoquées dans la conclusion générale.

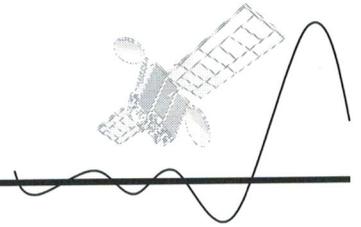
# CHAPITRE 1

## MODELES DE SIGNAUX POUR LE TRAITEMENT D'ANTENNES

# CHAPITRE 1

## MODELES DE SIGNAUX POUR LE TRAITEMENT D'ANTENNES

---




---

1.1.	Introduction .....	6
1.2.	Modèle des signaux reçus.....	7
1.3.	Topologies des réseaux de capteurs.....	15
1.4.	Remarques sur la modélisation.....	18
1.5.	Caractérisation du canal radio mobile .....	18
1.6.	Conclusion .....	25

---

### 1.1. Introduction

Ce premier chapitre est consacré à l'étude et la modélisation des signaux qui se propagent dans l'espace libre, il comporte deux parties importantes.

La première partie traite la modélisation des signaux, où l'on suppose disposer d'un ensemble de  $m$  capteurs plongés dans un champ électromagnétique et recevant des ondes progressives provenant de différentes sources réparties dans l'espace. Ce type de dispositif se rencontre dans les domaines sonar, radar ou communications sans fils et sert au traitement spatial de signaux dans le but, par exemple,

- de détecter et de localiser dans l'espace les sources émettrices,
- d'améliorer la réception et l'estimation des signaux provenant d'une direction donnée.

Notons que le système peut être passif (antennes en réception, sonar...) ou actif comme dans le cas du radar où l'antenne émet des signaux et récupère les échos provenant des cibles présentes dans le champ de vue du radar.

Dans la seconde partie, nous présentons d'une façon générale la caractérisation du canal radio mobile, et les différents mécanismes de propagation ainsi que leurs effets sur les signaux qui se propagent dans l'espace libre.

## 1.2. Modèle des signaux reçus

### 1.2.1. Approximation par onde plane

Soit une source de coordonnées  $r_s \in R^3$  émettant une onde progressive dans un milieu qu'on suppose infini. On supposera également le milieu homogène de telle sorte que la vitesse de propagation  $c$  est constante. Une solution élémentaire à l'équation de propagation est donnée par [1] :

$$\tilde{s}(r, t) = \tilde{A} \frac{e^{i(\omega t - k^T \tilde{r})}}{\|\tilde{r}\|} \quad (1-1)$$

Avec :

- $\tilde{r} = r - r_s$ , où  $r$  désigne le vecteur des coordonnées où le champ est mesuré,
- $k$  est le vecteur d'onde définissant la direction de propagation,
- et  $k$  est le nombre d'onde, donné par :

$$k = \|k\| = \frac{\omega}{c} \quad (1-2)$$

Si l'on suppose que le réseau d'antennes en réception se situe à une grande distance de la source, en champ lointain, le front d'onde n'est plus sphérique mais plan. Le signal reçu est l'onde plane monochromatique que l'on ré-écrit comme :

$$s(r, t) = A e^{i\omega(t - \alpha^T r)} \quad (1-3)$$

où  $\alpha = \frac{k}{c}$  et  $\alpha = \|\alpha\| = \frac{1}{c}$  est appelée la lenteur. Le signal peut donc être vu comme une onde parcourant la distance  $\lambda = \frac{2\pi}{k}$  dans le temps  $T = \frac{2\pi}{\omega}$ . L'équation de propagation étant linéaire, toute combinaison d'ondes planes monochromatiques la vérifiera.

Le réseau d'antennes va donc procéder à un échantillonnage spatial du front d'onde. Par analogie avec l'échantillonnage de signaux temporels, on peut s'attendre à ce que l'échantillonnage spatial procure de plus en plus d'informations sur le signal reçu à mesure que l'ouverture du réseau (c'est-à-dire sa dimension) augmente. Dans la suite, on cherche à développer un modèle pour les signaux reçus par le réseau d'antennes.

## 1.2.2. Modèle temporel en bande étroite

### 1.2.2.1 Signaux en bande de base

On s'intéresse tout d'abord au cas d'une seule source et on considère que tous les signaux sont à bande étroite autour d'une fréquence centrale  $f_c$  (on note  $\omega_c = 2\pi f_c$  la pulsation correspondante). Soit  $\bar{x}(t)$  le signal mesuré sur un capteur de référence. Le signal mesuré sur le capteur k s'écrit [2] :

$$\bar{y}_k(t) = \bar{h}_k(t) * \bar{x}(t - \tau_k) + \bar{b}_k(t) \quad (1-4)$$

où

- $\bar{h}_k(t)$  est la réponse impulsionnelle du capteur d'indice k,
- $*$  est l'opérateur de convolution,
- $\tau_k$  est le temps mis par l'onde plane pour atteindre le capteur k depuis le capteur de référence. Ce retard dépend de la géométrie de l'antenne et de la position de la source,
- $\bar{b}_k(t)$  est le bruit capté, qu'il soit électronique, ambiant, etc. ...

La notation  $\bar{y}$  signifie que l'on considère des signaux passe-bande autour de  $f_c$ . Le signal étant supposé à bande étroite (Figure 1.1), sa densité spectrale (d'énergie ou de puissance)  $|X(\omega)|^2$  vérifie [3] :

$$\bar{X}(\omega) = (S(\omega - \omega_c) + S^*(-\omega + \omega_c)) \quad (1-5)$$

On en déduit alors que :

$$\begin{aligned} \bar{x}(t) &= 2 \operatorname{Re} \left\{ s(t) e^{i\omega_c t} \right\} \\ &= 2 \operatorname{Re} \left\{ \alpha(t) e^{i\phi(t)} e^{i\omega_c t} \right\} \\ &= 2\alpha(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \end{aligned} \quad (1-6)$$

$\alpha(t)$  et  $\phi(t)$  désignent l'amplitude et la phase de  $s(t)$ , supposées varier très lentement par rapport à  $f_c$ .  $s(t)$  est appelée enveloppe complexe de  $x(t)$ . En prenant la transformée de Fourier de (1.4), on obtient :

$$\bar{Y}_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega) [S(\omega + \omega_c) + S^*(-\omega - \omega_c)] e^{-i\omega\tau_k} + \bar{B}_k(\omega) \quad (1-7)$$

La fréquence porteuse  $f_c$  étant généralement très élevée (de l'ordre de 100MHz à 10GHz pour un radar [4]), on ne peut effectuer de traitement à ces fréquences là ; on repasse donc en bande de base.

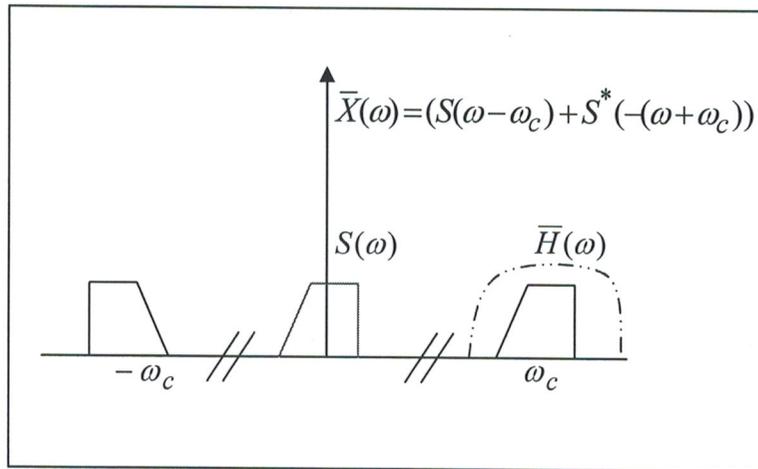


Figure 1-1: Spectres de signaux passe-bande

La figure 1-2 [3], donne le schéma synoptique (simplifié) de la chaîne de réception d'un réseau d'antennes.

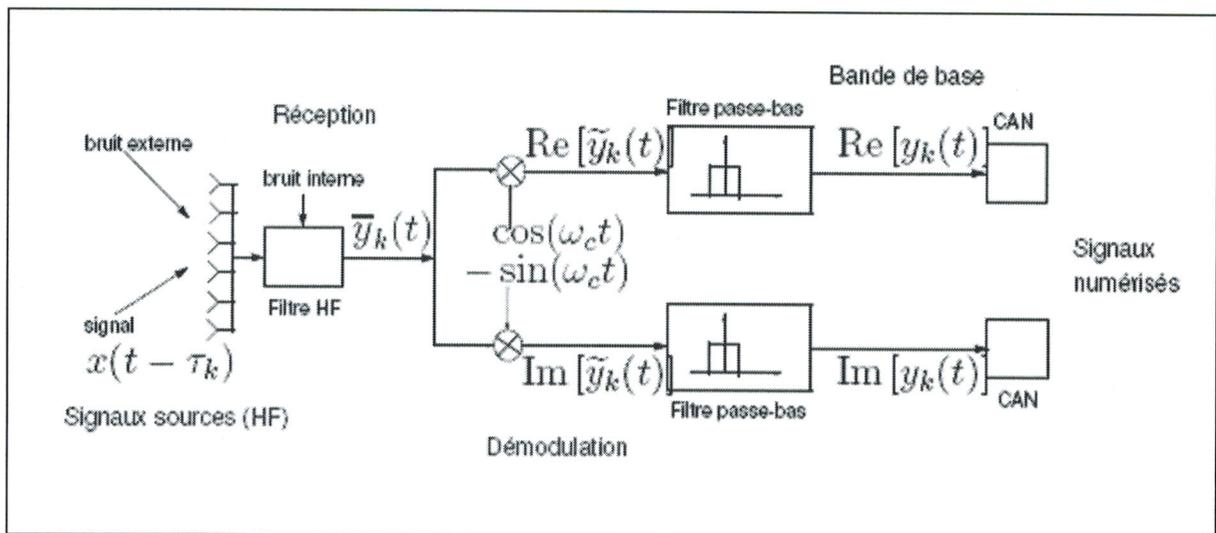


Figure 1-2 : Synoptique d'une chaîne de réception.

Soit,  $\tilde{y}_k(t) = \bar{y}_k(t)e^{-i\omega_c t}$  le signal obtenu en démodulant  $y_k(t)$ . On a alors :

$$\bar{Y}_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega + \omega_c)[S(\omega) + S^*(-\omega - 2\omega_c)]e^{-i(\omega + \omega_c)\tau_k} + \bar{B}_k(\omega + \omega_c) \quad (1-8)$$

Après filtrage passe-bas, la composante à  $2\omega_c$  disparaît et il reste :

$$Y_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega + \omega_c)S(\omega)e^{-i(\omega + \omega_c)\tau_k} + \bar{B}_k(\omega + \omega_c) \quad (1-9)$$

L'hypothèse bande étroite consiste à dire que  $|S(\omega)|$  décroît très rapidement de telle sorte que :

$$Y_k(\omega) \approx \bar{H}_k(\omega_c)S(\omega)e^{-i\omega_c\tau_k} + \bar{B}_k(\omega + \omega_c) \quad (1-10)$$

où on a supposé que la fonction de transfert du capteur est pratiquement constante sur la bande (celle-ci est supposée très faible). En prenant la transformée de Fourier inverse, l'enveloppe complexe du signal reçu s'écrit donc :

$$y_k(t) = \bar{H}_k(\omega)e^{-i\omega_c\tau_k}s(t) + b_k(t) \quad (1-11)$$

Notons que  $\bar{H}_k(\omega_c) = H_k(0)$  si l'on considère que la fonction de transfert du capteur est elle aussi passe-bande autour de  $f_c$ . Finalement, le vecteur reçu à l'instant  $t$  s'obtient comme

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{H}_1(\omega_c)e^{-i\omega_c\tau_1} \\ \bar{H}_2(\omega_c)e^{-i\omega_c\tau_2} \\ \vdots \\ \bar{H}_m(\omega_c)e^{-i\omega_c\tau_m} \end{bmatrix} s(t) + \begin{bmatrix} b_1(t) \\ b_2(t) \\ \vdots \\ b_m(t) \end{bmatrix}$$

$$y = as(t) + b \quad (1-12)$$

Le vecteur  $a$  est appelé *vecteur directionnel*<sup>1</sup> et mesure la fonction de transfert du réseau.

Il dépend de la géométrie du réseau et de la direction d'arrivée de l'onde plane. Notons que l'on a fait ici l'hypothèse implicite de capteurs omnidirectionnels puisque leur fonction de transfert est supposée ne dépendre que de  $\omega$  et non des directions d'arrivée. On suppose aussi souvent que les fonctions de transfert de chaque transducteur sont identiques, c'est-à-dire  $\bar{H}_k(\omega_c) \equiv \bar{H}_l(\omega_c)$ .

### 1.2.2.2 Approximation bande étroite

L'hypothèse bande étroite consiste à dire que le temps de traversée du réseau par le front d'onde est négligeable devant l'inverse de la bande passante du signal de telle sorte que l'amplitude et la phase de l'enveloppe complexe n'ont pas le temps de varier [5].

Ainsi, on a :

$$\alpha(t - \tau_k) \approx \alpha(t) \quad \text{et} \quad \phi(t - \tau_k) \approx \phi(t) ,$$

<sup>1</sup> On emploiera parfois également la terminologie anglo-saxonne de steering vector.

ce qui entraîne que :

$$\bar{x}(t - \tau_k) \approx 2\alpha(t) \cos[\omega_c t + \phi(t) - \omega_c \tau_k] \quad (1-13)$$

et, par conséquent

$$\begin{aligned} s(t - \tau_k) \approx s(t) e^{-i\omega_c \tau_k} &\Rightarrow Y_k(\omega) \approx \bar{H}_k(\omega) S(\omega) e^{-i\omega_c \tau_k} + \bar{B}_k(\omega) \\ &\Rightarrow Y_k(\omega) \approx \bar{H}_k(\omega_c) S(\omega) e^{-i\omega_c \tau_k} + \bar{B}_k(\omega) \\ &\Rightarrow y_k(t) \approx \bar{H}_k(\omega_c) s(t) e^{-i\omega_c \tau_k} + b_k(t) \end{aligned}$$

En d'autres termes, le temps de propagation se traduit par un simple déphasage du signal. Soit  $D = L\lambda$  la longueur totale du réseau et  $B$  la bande passante du signal utile. L'hypothèse bande étroite stipule donc que :

$$\begin{aligned} \frac{D}{c} \ll \frac{1}{B} &\Rightarrow \frac{L\lambda}{c} \ll \frac{1}{B} \\ &\Rightarrow \frac{L}{f_c} \ll \frac{1}{B} \\ &\Rightarrow L \times B \ll f_c \end{aligned}$$

Autrement dit que la bande passante du signal est négligeable devant la fréquence porteuse. En radar ou en communications mobiles, ceci est généralement vérifié.

Pour mieux fixer les idées, considérons un réseau de capteurs situés aux coordonnées  $(x_k, y_k, z_k)$  dans un repère  $(o, x, y, z)$ . Considérons une source repérée par un angle d'élévation  $\theta$  et un angle d'azimut  $\phi$ , (Figure 1-3), alors le temps de propagation  $\tau_k$  s'écrit [6] :

$$\tau_k = \frac{1}{c} [x_k \cos \theta \cos \phi + y_k \cos \theta \sin \phi + z_k \sin \theta] \quad (1-14)$$

et le vecteur directionnel de l'équation (1-12) s'écrit, en supposant les capteurs identiques (à une constante près) :

$$a(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} e^{i \frac{2\pi}{\lambda} [x_1 \cos \theta \cos \phi + y_1 \cos \theta \sin \phi + z_1 \sin \theta]} \\ \vdots \\ e^{i \frac{2\pi}{\lambda} [x_m \cos \theta \cos \phi + y_m \cos \theta \sin \phi + z_m \sin \theta]} \end{bmatrix} \quad (1-15)$$

avec  $\lambda_c = \frac{c}{f_c}$  la longueur d'onde. On constate que le vecteur directionnel porte l'information sur la position de la source via les angles  $\theta$  et  $\varphi$ . Par conséquent, l'utilisation du réseau à des fins de localisation est pertinente.

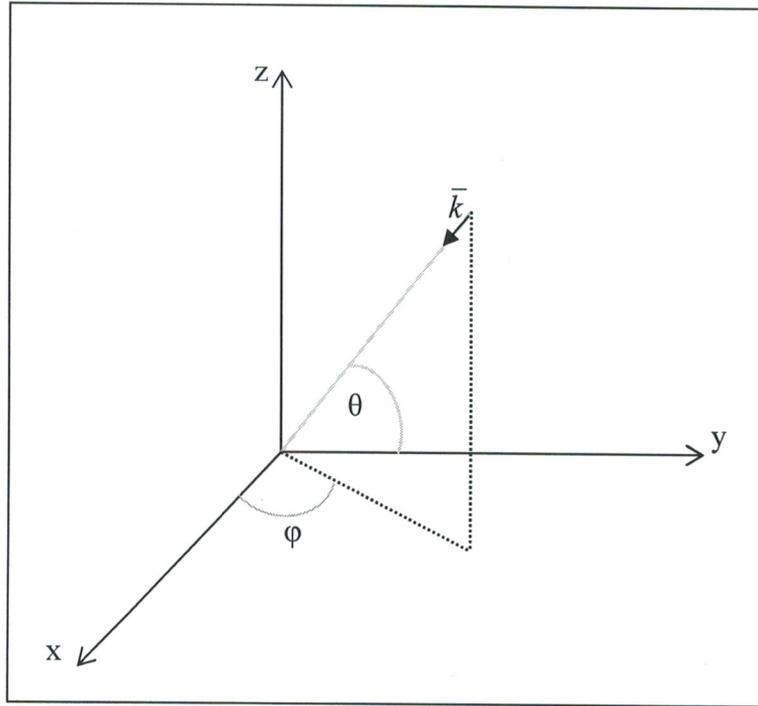


Figure 1-3: Définition des angles.

### 1.2.2.3 Représentation matricielle

Le modèle bande étroite que nous utiliserons donc dans la suite de nos travaux est le suivant:

$$y(t) = a(\theta)s(t) + b(t) \quad (1-16)$$

où  $a(\theta)$  dépend de un ou plusieurs angles selon la géométrie du réseau ;  $\theta$  est donc soit un scalaire  $\theta$  soit un vecteur,  $\theta = [\theta \ \varphi]^T$ .

$s(t)$  est l'enveloppe complexe du signal émis par la source (incluant la fonction de transfert des capteurs en  $\omega_c$ , i.e.  $H(\omega_c)$ ) et  $b(t)$  désigne le bruit additif. Si l'on suppose des capteurs linéaires, de par le principe de superposition, la sortie du réseau en présence de  $p$  sources de directions respectives  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$  s'écrira [7] :

$$y(t) = \sum_{k=1}^p a(\theta_k)s_k(t) + b(t) \quad (1-17)$$

soit, en notation matricielle

$$y(t) = A(\theta)s(t) + b(t) \quad (1-18)$$

avec

$$\theta = [\theta_1^T \ \theta_2^T \ \dots \ \theta_p^T] \quad (1-19)$$

$$s(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_p(t)] \quad (1-20)$$

$$b(t) = [b_1(t) \ b_2(t) \ \dots \ b_m(t)] \quad (1-21)$$

La matrice  $\mathbf{A}$ , de dimension  $(m \times p)$ , contient la réponse en phase due uniquement à la géométrie du réseau des capteurs, pour chacune des sources. Chacun des éléments de  $\mathbf{A}$  est par conséquent un complexe dont le module est égal à l'unité et dont l'argument est le retard de phase lié au temps de propagation  $\tau(\theta_m)$ . La description mathématique de cette matrice est donc la suivante :

$$A(\theta) = [a(\theta_1) \ a(\theta_2) \ \dots \ a(\theta_p)] \quad (1-22)$$

où  $a(\theta)$  est définie par (1-15).

On définit la matrice de covariance comme :

$$R = E[y(t)y^H(t)] \quad (1-23)$$

Ainsi, pour le modèle (1.18), on obtient, en supposant que les sources sont décorréelées :

$$\begin{aligned} R &= \sum_{k=1}^p P_k a(\theta_k) a^H(\theta_k) s_k(t) + \sigma^2 I \\ &= A(\theta) S A^H(\theta) + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (1-24)$$

Avec :

$$P_k = E[|s_k(t)|^2] \quad \text{et} \quad S = \text{diag}(P_1, \dots, P_p).$$

On a également admis que le bruit additif était blanc spatialement, non corrélé d'un capteur à l'autre. L'élément  $(k, \ell)$  de la matrice  $R(k, \ell)$  mesure la corrélation spatiale entre les signaux reçus sur les capteurs  $k$  et  $\ell$ , c'est-à-dire la corrélation du front d'onde en deux points de l'espace. Pour un réseau linéaire uniforme et une source provenant d'une direction  $\theta$ , on a :

$$R(k, l) = \exp\left\{i2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta\right\}. \quad (1-25)$$

Cette matrice de covariance est très importante car la plupart des méthodes (sinon toutes) de filtrage spatial ou de localisation sont fondées sur celle-ci.

### 1.2.3. Modèle fréquentiel

Le modèle temporel bande étroite que nous venons d'exposer repose sur la propriété qu'un retard temporel se traduit par un déphasage sur le signal. Ceci n'est vérifié que pour des signaux à bande étroite et ne s'applique donc pas pour des signaux large bande. Dans de nombreux systèmes, on traite donc plutôt les données dans le domaine fréquentiel (tout en sachant que les domaines temporel et fréquentiel sont duels car reliés par une transformée de Fourier inversible). Considérons donc la transformée de Fourier de l'équation (1.10) à la fréquence  $f$  [8] :

$$\bar{Y}_k(f) = \bar{H}_k(f)\bar{S}(f)e^{-i2\pi f\tau_k} + \bar{B}_k(f) \quad (1-26)$$

En rassemblant ces équations dans un vecteur (et en incorporant  $H_k(f)$  dans le signal), l'enveloppe complexe du signal dans le domaine fréquentiel s'écrit [7] :

$$y(f) = a_f(\theta)s(f) + b(f) \quad (1-27)$$

avec

$$a_f(\theta) = [1 \ e^{-i2\pi f\tau(\theta)} \ \dots \ e^{-i2\pi f(m-1)\tau(\theta)}]^T \quad (1-28)$$

$$y(f) = [y_1(f) \ y_2(f) \ \dots \ y_m(f)]^T \quad (1-29)$$

Nous mettons en évidence le fait que maintenant la réponse instantanée  $y(f)$  est considérée à la fréquence  $f$  et que le vecteur directionnel  $a_f(\theta)$  dépend maintenant de la fréquence.

Le modèle (1.27) s'applique aussi bien à un signal bande étroite (auquel cas on ne considérerait pratiquement que la fréquence  $f_c$ ) qu'à un signal large bande pour lequel plusieurs fréquences seraient envisagées.

En pratique, on effectue une transformée de Fourier de la sortie temporelle de chaque capteur pour avoir accès à un certain nombre de fréquences et aux réponses instantanées correspondantes. Ces dernières sont ensuite traitées séparément puis re-combinées en fonction de l'objectif visé.

### 1.3. Topologies de réseaux de capteurs

#### 1.3.1 Réseau unidimensionnel

Le réseau unidimensionnel est le plus utilisé, d'une part pour ses possibilités extrêmement intéressantes et d'autre part, du fait que son étude est relativement accessible par les calculs et la simulation. Il existe, pour cette topologie, deux types de réseaux [9] :

- Réseau rectiligne non uniforme, dans cette topologie la répartition des éléments sur l'axe n'est pas uniforme mais choisie suivant l'application. (figure 1-4).
- Réseau rectiligne et uniforme, caractérisé par un espacement fixe entre éléments adjacents (figure 1-5).

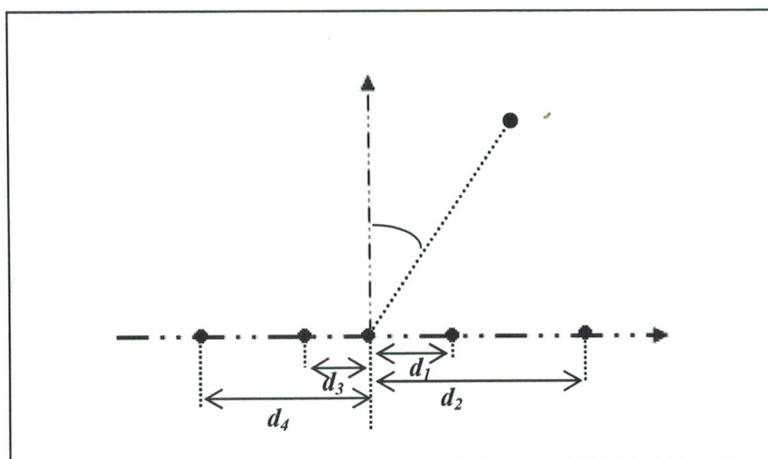


Figure 1-4 : Configuration d'un réseau linéaire non uniforme

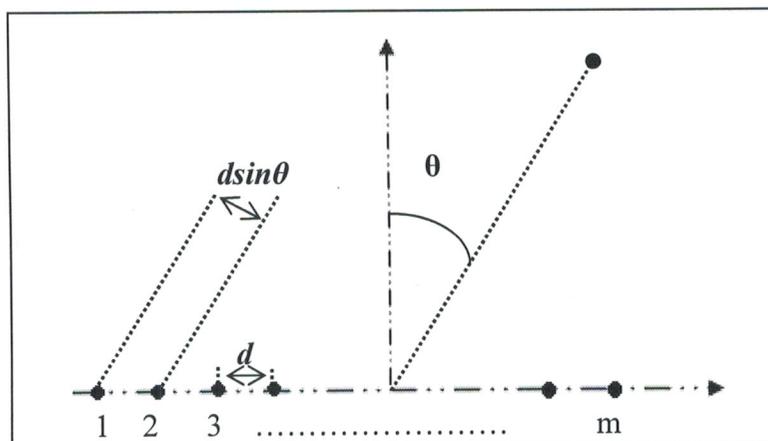


Figure 1-5 : Configuration d'un réseau linéaire uniforme.

On portera dans la suite de notre étude une attention toute particulière aux réseaux linéaires uniformes. Soit donc un réseau dont tous les éléments sont, par exemple, sur l'axe (O, z). Dans ce cas, on a [2] :

$$a_k = \exp\left\{i \frac{2\pi}{\lambda} z_k \sin \theta\right\} \quad (1-30)$$

L'observation qu'on peut faire est qu'un réseau linéaire ne permet pas de localiser la source dans l'espace puisque le vecteur directionnel est invariant sur le cône d'axe (O, z) et de demi-angle  $\theta$  ; seul ce dernier angle est repérable. Par contre, dans le plan réseau-source, ceci n'est pas rencontré et la localisation est plus pertinente, d'où l'utilité des réseaux bidimensionnelles, qu'on verra après.

Pour le réseau rectiligne uniforme (figure1-5), le vecteur directionnel est donné par [2] :

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{i\omega_s} \\ \vdots \\ e^{i(m-1)\omega_s} \end{bmatrix} \quad (1-31)$$

$$\omega_s = \omega_c \frac{d \sin \theta}{c} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta = 2\pi f_s \quad (1-32)$$

Par analogie avec le domaine temporel, on appelle  $f_s$  la fréquence spatiale. De plus, la fonction  $\omega_s \mapsto a(\theta)$  est univoque si et seulement si [2] :  $|\omega_s| \leq \pi \Rightarrow d \leq \frac{\lambda}{2}$ .

$d$  peut être vu comme la période d'échantillonnage spatiale et la condition  $d \leq \frac{\lambda}{2}$  correspond au théorème de *Shannon spatial*. Notons que la forme de  $a(\theta)$  dans (1-31) est très proche du modèle (temporel) d'exponentielles complexes ; par conséquent, de nombreuses techniques d'analyse spectrale pourront s'appliquer à la localisation ou à la détection de sources au moyen d'un réseau linéaire uniforme.

### 1.3.2 Réseau bidimensionnel

Dans cette topologie, les éléments sont répartis sur un plan. Les deux architectures les plus utilisées dans cette topologie sont [8]:

- Le réseau plan représenté par la figure (1-6) : où les éléments sont disposés aux sommets d'une grille rectangulaire. Un tel réseau peut être considéré comme un

réseau linéaire de réseaux linéaires. Toutes les propriétés établies pour un réseau rectiligne peuvent être facilement extrapolées à ce type de réseaux plan.

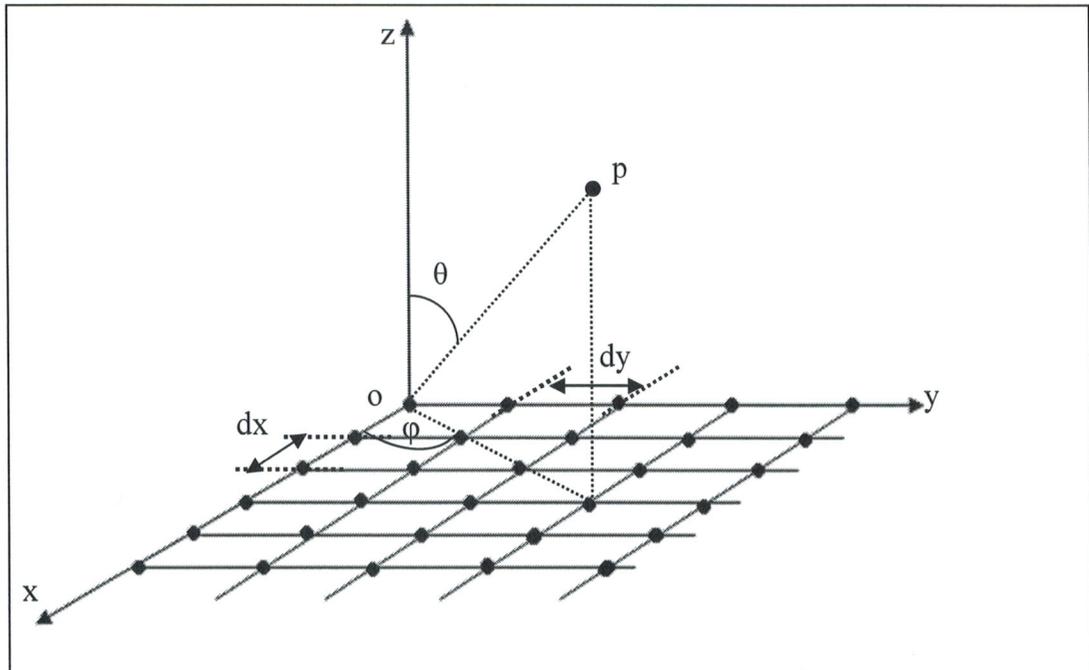


Figure 1-6 : Configuration d'un réseau plan.

- Le réseau circulaire représenté par la figure (1-7) : où les  $m$  éléments sont placés dans le plan  $(0, x, y)$  et uniformément répartis sur un cercle de rayon  $r$ .

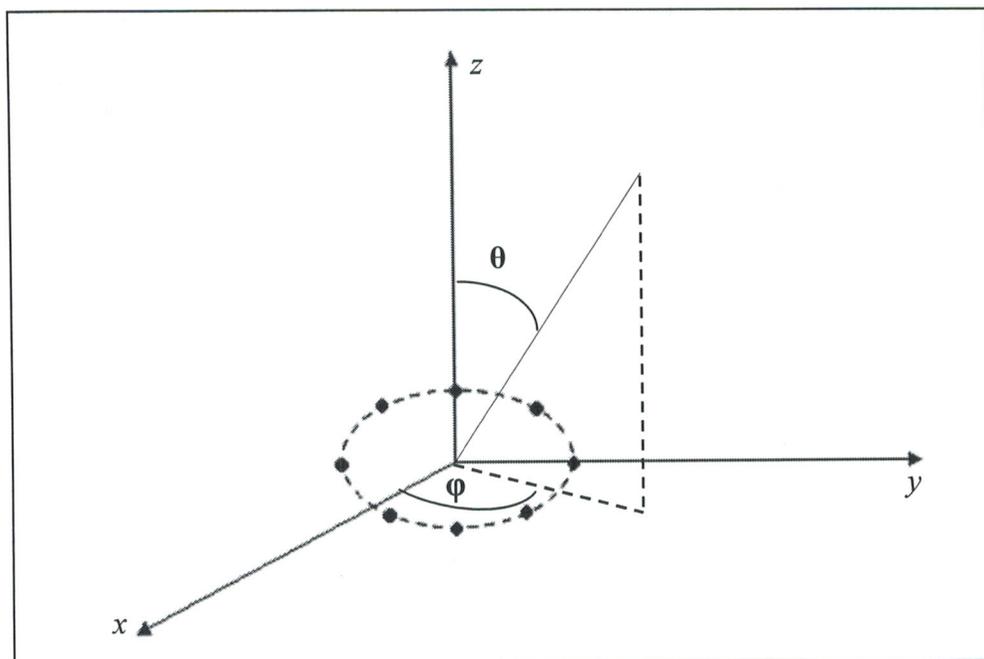


Figure 1-7 : Configuration d'un réseau circulaire uniforme.

Alors, le  $k$ ème élément du vecteur directionnel s'écrit [2] :

$$\begin{aligned} a_k &= \exp\left\{i \frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta [\cos \theta \cos k\gamma + \sin \phi \sin k\gamma]\right\} \\ &= \exp\left\{i \frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta \cos(\phi - k\gamma)\right\} \end{aligned} \quad (1-33)$$

## 1.4. Remarques sur la modélisation

Il est bien évident que le modèle présenté précédemment est grandement simplifié et que, dans la réalité, de nombreux facteurs viennent le perturber. Nous en donnons ici une liste de facteurs permettant de cerner les limitations du modèle introduit.

- Nous avons supposé que le milieu de propagation est homogène. Si cette hypothèse n'est plus vérifiée, on observe une perte de cohérence du front d'onde. Ceci se traduit par des variations d'amplitude et de phase le long de la traversée du réseau. En première approximation, on peut modéliser un tel phénomène par :

$$y_k(t) = \alpha_k(t) e^{i\psi_k(t)} a_k(\theta) s(t) + b(t) \quad (1-34)$$

où les variations d'amplitude  $\alpha_k(t)$  de phase  $\psi_k(t)$  sont aléatoires.

- Dans la suite, on utilisera l'hypothèse que le bruit additif est blanc spatialement et temporellement, c'est-à-dire que :  $E[b(t)b^H(t)] = \sigma^2 \mathbf{I} \delta(t, s)$ .

Cette supposition peut ne pas être valide. En particulier, une corrélation spatiale peut être présente c'est-à-dire que :  $E[b(t)b^H(t)] = \mathbf{Q} \delta(t, s)$ .

Lorsque  $\mathbf{Q}$  est connue, on peut revenir au modèle de bruit blanc par "*blanchiment*" des données, en considérant  $z(t) = \mathbf{Q}^{-1/2} y(t)$ . Par contre, quand  $\mathbf{Q}$  est inconnue, le problème s'avère plus compliqué.

## 1.5. Caractérisation du canal radio-mobile

Le canal de propagation est l'élément le plus important d'une communication radio-mobile. Il possède des caractéristiques aléatoires qui le rendent imprévisible et non stationnaire. Des modèles de canaux réalistes sont nécessaires pour obtenir des résultats de simulation représentatifs. Les différents phénomènes de dégradation des performances d'une

liaison radio–mobile dépendent des caractéristiques du canal de transmission. L'étude de ces caractéristiques présente un intérêt certain, est elle sera approfondie dans cette partie.

### 1.5.1. Mécanismes de propagation

Trois mécanismes fondamentaux sont liés à la propagation des ondes radio [10].

#### 1.5.1.1 Réflexion

La réflexion survient lorsqu'une onde électromagnétique frappe une surface lisse de très grandes dimensions comparées à sa longueur d'onde. Le sol, les bâtiments et les murs sont des sources de réflexion courantes.

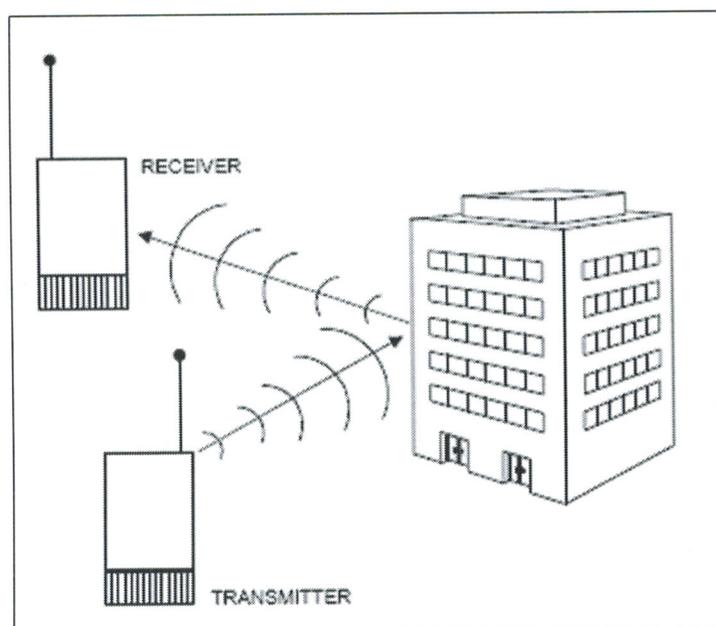


Figure 1-8 : Phénomène de réflexion

#### 1.5.1.2 Diffraction

La diffraction intervient lorsque le chemin de transmission entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps dense de dimension comparable à la longueur d'onde ou par une surface possédant des irrégularités pointues (arêtes, ...). Le phénomène de diffraction engendre une formation d'ondes secondaires derrière le corps obstruant. Les sommets des collines et les bâtiments sont souvent des obstacles diffracteurs.

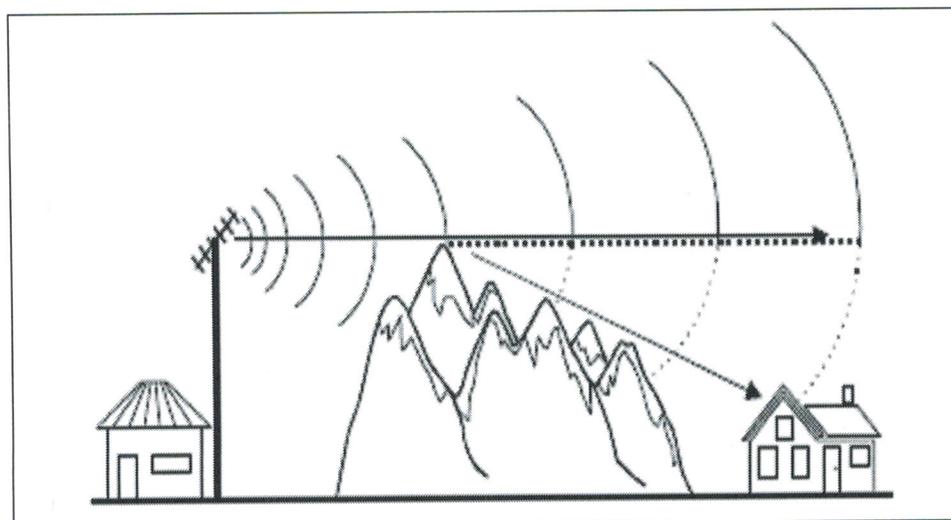


Figure 1-9 : Phénomène de diffraction

### 1.5.1.3 Diffusion

La diffusion apparaît lorsqu'une onde radio rencontre de grandes surfaces rugueuses ou de petits objets (de dimensions plus petites ou de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde). Elle peut également être produite par d'autres irrégularités dans le canal. Le mécanisme de diffusion crée un étalement d'énergie dans toutes les directions. Les bâtiments, les fenêtres, le feuillage et les panneaux de signalisation sont des diffuseurs potentiels.

## 1.5.2. Effets de la propagation

Le signal reçu subit de fortes dégradations à cause du phénomène de propagation multi-trajets introduit par le canal radio mobile. Les différentes pertes de puissance qui affectent chaque trajet peuvent être attribuées à trois effets principaux qui sont présentés sur la figure 1-10.

### 1.5.2.1 Propagation en espace libre

La propagation en espace libre a lieu lorsque l'onde radio se propage entre deux points non obstrués. L'atténuation de puissance dépend de l'environnement traversé. Dans des conditions idéales de propagation en espace libre, la puissance du signal reçu subit une atténuation donnée, par l'équation de Friis [11] :

$$P_r(d) = P_e \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_e G_r \quad (1-35)$$

où  $P_e$  et  $P_r$  sont respectivement les puissances du signal émis et du signal reçu,  $\lambda$  est la longueur d'onde,  $G_e$  et  $G_r$  sont les gains en puissance des antennes d'émission et de réception et  $d$  est la distance entre ces deux antennes.

### 1.5.2.2 Obstruction

L'obstruction apparaît quand un trajet radio est obstrué par un ou plusieurs objets (obstacles naturels ou construits par l'homme). L'onde résultante subit une perte de puissance correspondante au mécanisme de propagation impliqué (qui peut être la réflexion, la diffraction ou la diffusion).

### 1.5.2.3 Evanouissements (ou fading)

Le fading intervient au niveau du récepteur lorsque la combinaison d'ondes provenant de trajets différents donne lieu à des fluctuations et à des distorsions du signal. Les fluctuations sont issues des superpositions destructives ou constructives des ondes déphasées. Les distorsions résultent des effets d'étalement du canal en temps, en fréquence et en espace [12].

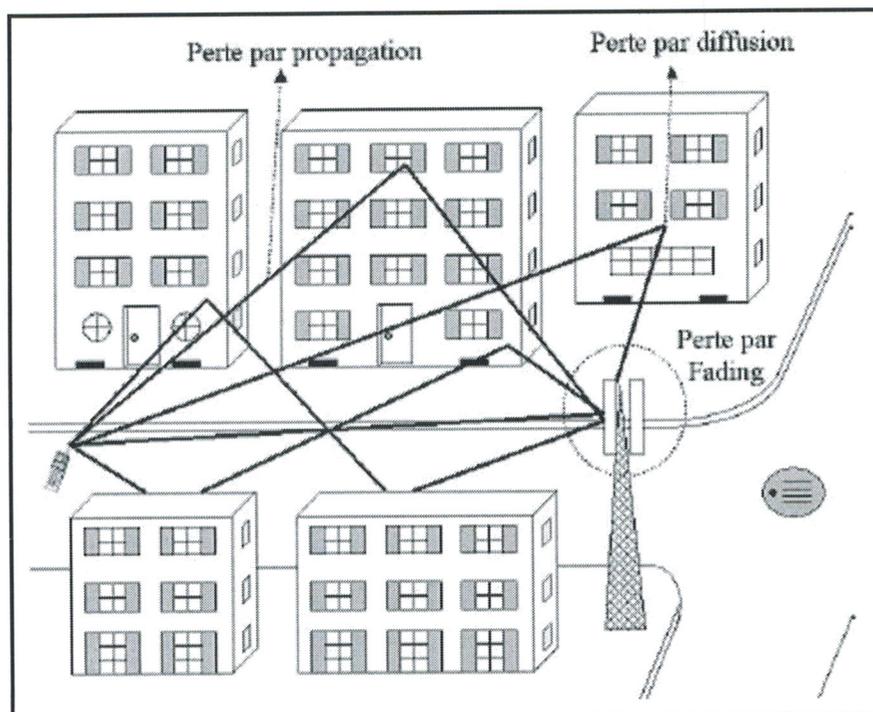


Figure 1-10 : La réponse impulsionnelle du canal

Le canal radio mobile peut être modélisé par un système linéaire non stationnaire ayant une réponse impulsionnelle complexe variant dans le temps. La réponse impulsionnelle contient

toutes les informations nécessaires pour caractériser la propagation du signal transmis à travers le canal. Le signal reçu correspond à la sommation de plusieurs trajets qui arrivent à l'antenne réceptrice avec des amplitudes, des phases, des retards, des décalages Doppler et des angles d'arrivée différents. Dans la réponse impulsionnelle du canal, chaque coefficient non nul est associé à un retard particulier du signal à multi-trajets. La réponse impulsionnelle  $h(t, \tau)$  est donc une fonction du temps et du retard des trajets. Dans les systèmes à bande étroite, tous les trajets sont supposés avoir des retards négligeables. Un seul coefficient est donc requis pour représenter le canal.

La réponse impulsionnelle d'un canal à multi-trajets large bande peut être exprimée comme une somme de  $Q$  trajets :

$$h(t, \tau) = \sum_{q=0}^{Q-1} \alpha_q(t, \tau) e^{j(2\pi f_c \tau_q(t) + \phi(t, \tau))} \delta(\tau - \tau_q(t)) \quad (1-36)$$

Où  $\alpha_q(t, \tau)$  et  $\tau_q(t)$  sont respectivement l'amplitude et le retard du  $q^{\text{ème}}$  trajet à l'instant  $t$ .

### 1.5.3. Paramètres de base

Le canal radio mobile est un milieu dispersif où la propagation par multi trajets résulte d'étalements dans les domaines temporel, fréquentiel et spatial.

#### 1.5.3.1 Dispersion temporelle : étalement des retards

Dans un environnement à multi-trajets, les ondes radio se propagent suivant des chemins de longueurs variables. Cette différence de marche implique une différence en temps d'arrivée. La combinaison des versions, temporellement décalées, de l'onde émise crée de l'interférence entre-trajets. L'Ecart Quadratique Moyen (EQM) de l'étalement des retards est un paramètre communément utilisé pour évaluer l'étalement temporel des signaux. A partir de la connaissance de ce paramètre, nous pouvons déduire si le canal est sélectif en fréquence ou non. En effet, la largeur de la bande de cohérence  $B_c$ , bande de fréquences où le canal est considéré comme non sélectif, est directement dérivée de ce paramètre. Celle-ci est définie par [11]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_t} \quad (1-37)$$

où  $\sigma_t$  est l'EQM de l'étalement des retards. Il faut noter que ce n'est pas une définition exacte. C'est juste un paramètre de mesure statistique utilisé pour estimer la sélectivité du canal en fréquence.

On dit qu'un canal est sélectif en fréquence si le rapport entre la largeur de la bande de cohérence et la largeur de bande du signal transmis est petit. Si ce rapport est grand, le canal de propagation est non sélectif.

### 1.5.3.2 Dispersion fréquentielle : étalement Doppler

Le déplacement du mobile introduit des décalages Doppler sur les différentes composantes fréquentielles du signal émis. Chaque trajet possède un décalage Doppler fréquentiel de la forme [12] :

$$f_d = f_m \cos \theta \quad (1-38)$$

où  $\theta$  est l'angle entre la direction du mobile et la direction du trajet considéré, avec :

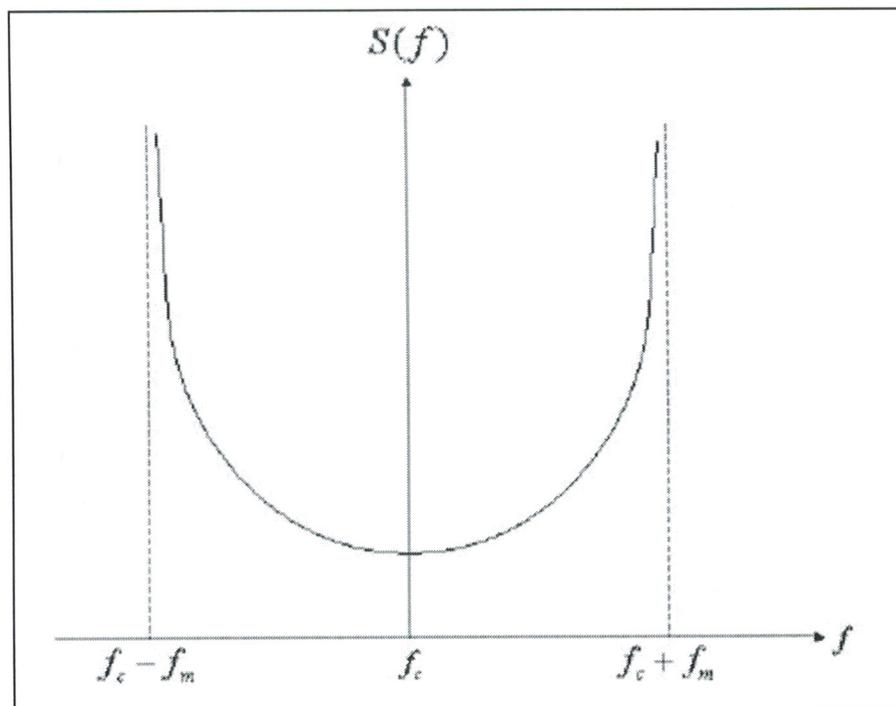
$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (1-39)$$

où  $v$  représente la vitesse du mobile, et  $\lambda$  la longueur d'onde de la porteuse. Le décalage Doppler peut être positif ou négatif selon la valeur de  $\theta$ . Les deux valeurs extrêmes  $\pm f_m$  sont obtenues lorsque l'onde se propage dans la direction du mobile ou dans la direction opposée. Dans les environnements multi trajets, chaque trajet du signal subit un décalage Doppler différent caractérisé par l'angle  $\theta$ . Par conséquent, le signal reçu est formé de composantes, possédant des décalages fréquentiels différents compris entre  $f_c - f_m$  et  $f_c + f_m$ , dont la combinaison crée un élargissement du spectre. L'étalement Doppler est défini comme étant la largeur du spectre de puissance Doppler, obtenu par transformée de Fourier de la fonction d'auto corrélation de la réponse impulsionnelle du canal. Si nous considérons des diffuseurs uniformément distribués en direction d'arrivée sur  $[0, 2\pi]$ , alors le spectre de puissance du champ électrique vertical a la forme suivante [12] :

$$S(f) = \frac{\frac{3\sigma}{2\pi f_m}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (1-40)$$

avec  $f_c - f_m < f < f_c + f_m$

où  $f_m$  est le décalage Doppler maximum,  $f_c$  est la fréquence porteuse, et  $\sigma$  est la puissance moyenne du signal reçu par une antenne isotrope. Le spectre Doppler décrit par cette équation est représenté par la figure 1-11.



**Figure 1-11 :** Schéma du spectre Doppler.

Les effets de l'étalement Doppler sont négligeables tant que la largeur de bande du signal transmis en bande de base est beaucoup plus grande que la largeur du spectre de puissance Doppler.

L'étalement Doppler et le temps de cohérence sont des paramètres étroitement liés. Le temps de cohérence est défini dans le domaine temporel. Il est inversement proportionnel à l'étalement Doppler. Le temps de cohérence est un paramètre qui permet d'évaluer la durée pour laquelle la réponse impulsionnelle du canal reste invariante. Cela permet de déterminer la vitesse d'évolution du canal. Une définition classique du temps de cohérence  $t_c$  est donnée par [12]:

$$t_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} \approx \frac{0,4}{f_m} \quad (1-41)$$

### 1.5.3.3 Dispersion spatiale : étalement angulaire

L'étalement angulaire est un paramètre qui décrit la dispersion des directions des trajets au départ ou à l'arrivée respectivement de l'émetteur ou au récepteur. A la station de

base, l'étalement des angles d'arrivée est généralement faible. La diffusion locale autour du mobile est le principal facteur de propagation multi trajets. Comme le rapport entre la distance séparant le mobile de la station de base (plusieurs kilomètres) et le rayon des diffuseurs (à peu près 100 longueurs d'onde) est souvent grand, le secteur angulaire dans lequel les signaux multi trajets arrivent est petit. Par contre, l'étalement angulaire dans un milieu fermé (indoor en anglais) est relativement grand à cause des multiples réflexions et de la faible distance entre le mobile et la station de base.

La dispersion spatiale génère un fading (évanouissements) sélectif en espace. La sélectivité spatiale est caractérisée par la distance de cohérence, qui représente la séparation spatiale pour laquelle les signaux reçus sur deux antennes restent fortement corrélés. Cette distance de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement angulaire : plus l'étalement angulaire est grand, plus la distance de cohérence est petite.

## 1.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une introduction au traitement d'antennes, c'est-à-dire au traitement de données multidimensionnelles reçues sur un réseau d'antennes à des fins de traitement spatial du signal. On a tout d'abord présenté un modèle simplifié des signaux reçus. Celui-ci ne prend pas en compte de nombreux phénomènes tels que la non calibration du réseau (antennes + électronique de réception), la non homogénéité du milieu de propagation, etc. .... Néanmoins, il constitue un point de départ pas trop éloigné de la réalité.

Nous avons aussi proposé dans ce chapitre une caractérisation du canal de propagation radio mobile et les effets des mécanismes de propagations sur les signaux transmis. Notons que dans les chapitres qui suivent, le canal de propagation est supposé la plus par du temps BBAG (canal à bruit blanc additif gaussien).

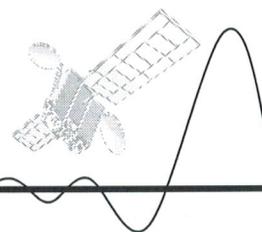
Les modèles de signaux développés dans ce chapitre ; notamment le modèle temporel bande étroite exprimé par l'équation (1-18), va être exploité pour développer dans le chapitre suivant la théorie des réseaux auto-adaptatifs d'antennes pour des applications de détection.

## **CHAPITRE 2**

# **RESEAUX AUTO-ADAPTATIFS D'ANTENNES POUR TELECOMMUNICATIONS SANS FILS**

# CHAPITRE 2

## RESEAUX AUTO-ADAPTATIFS D'ANTENNES POUR TELECOMMUNICATIONS SANS FILS



2.1.	Introduction .....	27
2.2.	Historique des antennes intelligentes .....	28
2.3.	Système d'antennes intelligentes.....	28
2.4.	Modélisation des réseaux auto-adaptatifs d'antennes.....	39
2.5.	Algorithmes d'adaptation .....	45
2.6.	Conclusion.....	49

### 2.1. Introduction

L'utilisation de la technologie des réseaux auto-adaptatifs d'antennes, qui sont largement connus dans la littérature sous le nom d'antennes intelligentes, pour les télécommunication sans fils ont suscité ces dernières années un énorme intérêt dans le monde entier.

Le but de ce chapitre est de donner une vue d'ensemble de la technologie d'antenne intelligente et une vision sur la manière dont ils influent les systèmes de télécommunications modernes. Le chapitre commence par une explication des principes de base des antennes intelligentes. Différents types d'antennes intelligentes sont présentées, s'étendant de la commutation simple entre les faisceaux prédéfinis à la formation de voies optimum (optimum beamforming). En outre, un chemin évolutionnaire du développement des antennes intelligentes est présenté. Une discussion des conséquences sur les systèmes sans fils est donnée.

Une deuxième partie est consacrée à la présentation de la théorie des réseaux auto-adaptatifs d'antennes, ainsi qu'à la formulation mathématique du problème d'adaptation posé. On terminera ce chapitre par une présentation générale des algorithmes classiques utilisés dans l'adaptation, et qui ont fait l'objet de plusieurs publications précédentes, ainsi qu'une introduction descriptif aux algorithmes nouveaux d'adaptation tel que l'algorithme du module constant (CMA<sup>1</sup>).

<sup>1</sup> CMA : Constant Modulus Algorithm

## 2.2. Historique des antennes adaptatives (intelligentes)

Les antennes adaptatives sont utilisées dans de nombreuses applications, telles que la communication, le radar, la télédétection, et la radio astronomie. Un premier exemple de ce type d'antennes est né en 1930 par H.T Friis [13]. C'était un réseau d'antennes de six éléments avec un contrôle manuel de la phase destiné à la communication transatlantique. Après la deuxième guerre mondiale, les antennes adaptatives ont été utilisées dans les systèmes radar spécialement dans les services militaires [14].

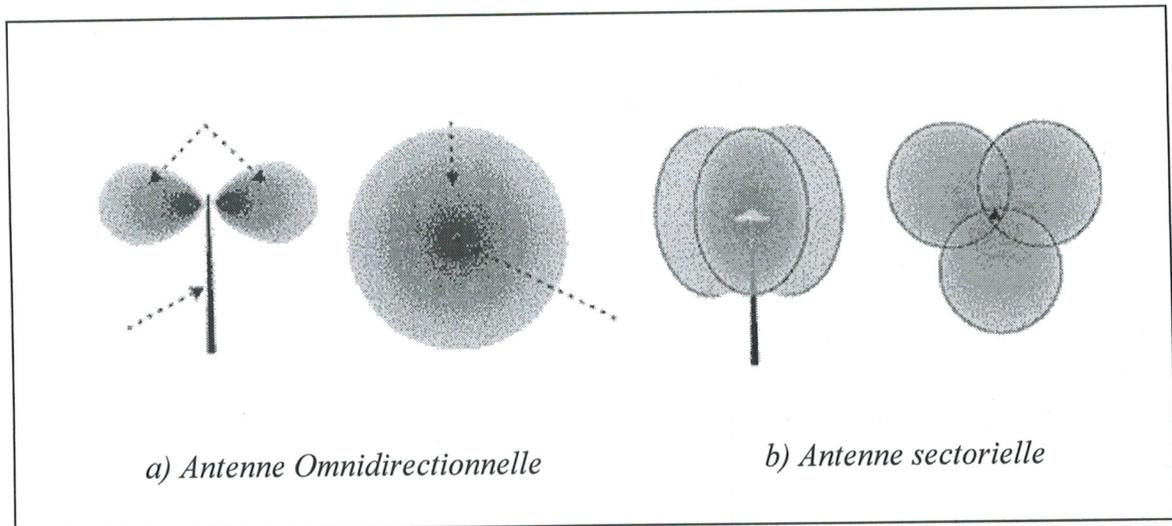
Parmi plusieurs algorithmes adaptatifs développés dans les années soixante, deux sont devenus largement populaires, à savoir la méthode des moindres carrés (LMS) [15], et le réseau d'Applebaum qui se base sur la méthode de la maximisation du rapport signal sur bruit [16]. Avec les progrès très croissant des communications spatiales dans les années soixante-dix, les antennes adaptatives ont trouvées de nouvelles applications dans ce domaine.

Actuellement, avec le développement des télécommunications mobiles et la saturation des bandes de fréquence utilisées, on a trouvé un intérêt significatif d'utilisation des antennes adaptatives. Ce développement a aussi poussé les chercheurs à mettre en œuvre de nouveaux algorithmes d'adaptation de plus-en-plus performants que les algorithmes habituellement utilisés.

## 2.3. Système d'antennes intelligentes

### 2.3.1. Définition

Dans les systèmes de télécommunications sans fil, les antennes utilisées en réception sont jusqu'à présent soit omnidirectionnelles (figure 2.1 (a) ) soit sectorielles (figure 2.1 (b)) . Ceci peut être considéré comme une "perte" de puissance car sa majeure partie sera rayonnée dans d'autres directions que vers l'utilisateur. En outre, la puissance rayonnée dans d'autres directions sera vue comme interférence par les autres utilisateurs

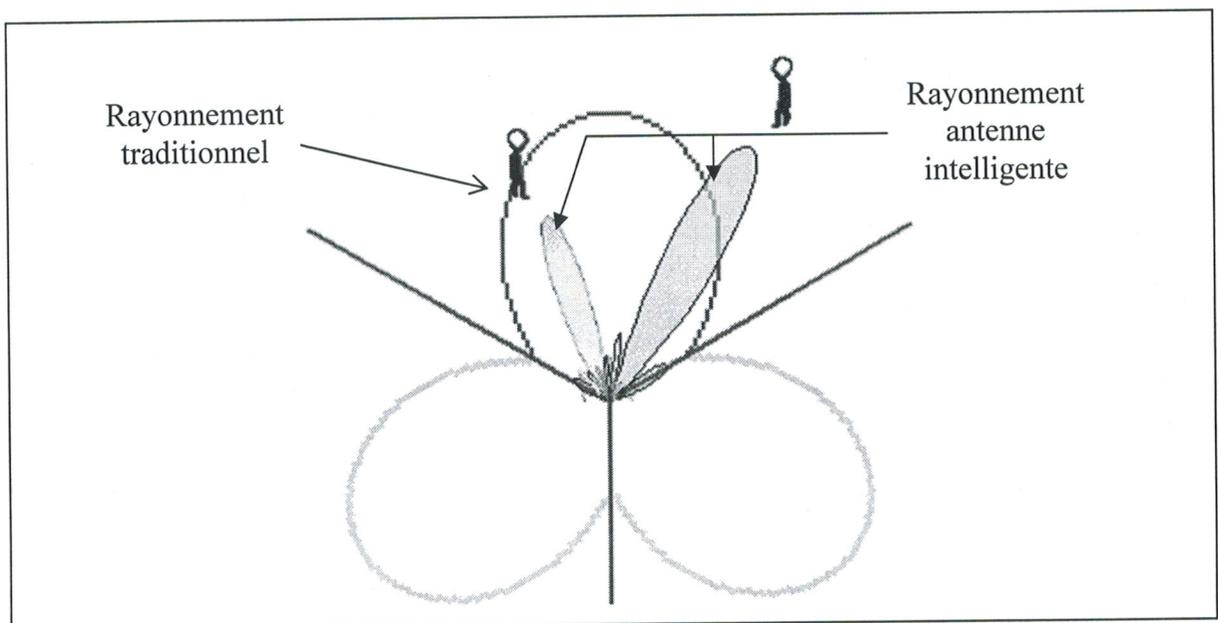


**Figure 2-1:** Antennes classiques pour télécommunication sans fils [18].

L'idée des antennes intelligentes est d'employer des types d'antennes de station de base qui ne sont pas fixes, mais qui s'adaptent aux conditions radio-mobiles courantes.

Elles peuvent être considérées comme des antennes dirigeant un faisceau vers l'utilisateur qui communique seulement [17].

La différence entre le concept fixe et adaptatif d'antenne est illustrée par la figure 2-2. Les antennes intelligentes mèneront à une utilisation beaucoup plus efficace de la puissance et du spectre, augmentant la puissance reçue utile aussi bien que réduisant l'interférence.



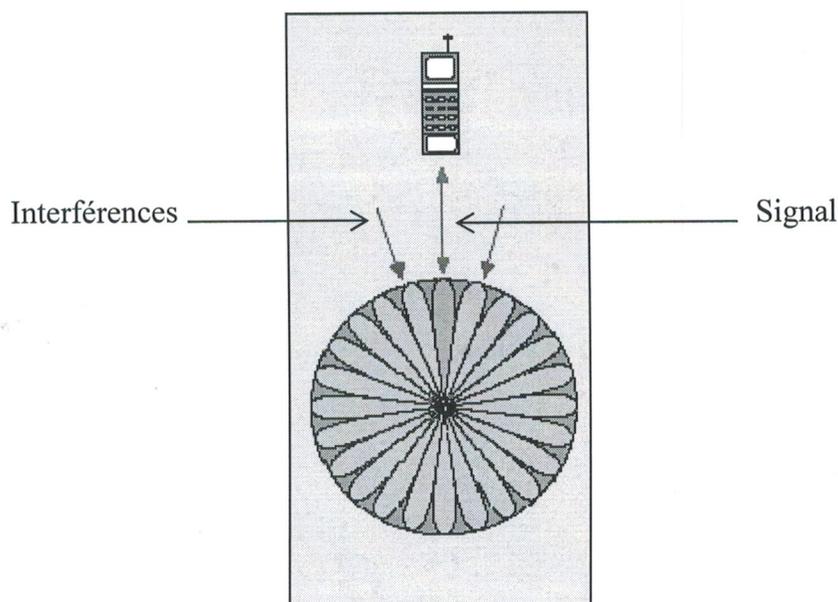
**Figure 2-2 :** Illustration de la différence entre un modèle de rayonnement traditionnel et un rayonnement d'antenne intelligente.

### 2.3.2. Types d'antennes intelligentes

Il y a fondamentalement deux approches [19], pour mettre en application les antennes intelligentes qui changent dynamiquement leur modèle de rayonnement pour atténuer les interférences et détecter le signal d'intérêt. Ces deux types d'antennes intelligentes sont :

- Réseaux d'antennes à commutation de faisceaux.
- Réseaux auto-adaptatifs d'antennes.

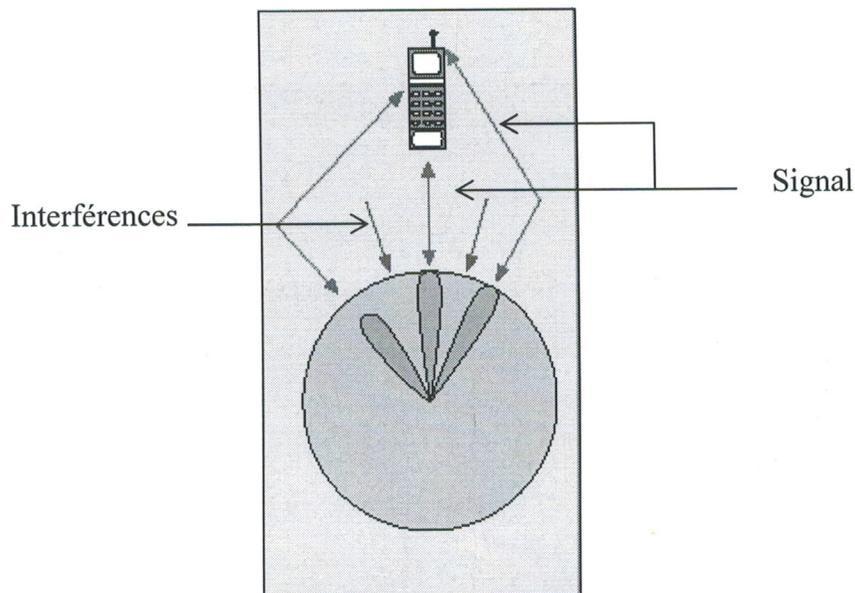
L'approche par commutation de faisceaux est plus simple comparée à l'approche entièrement adaptative. Elle fournit une augmentation considérable de la capacité du réseau comparée aux antennes omnidirectionnelles ou sectorielles. Dans cette approche, un réseau d'antenne produit des faisceaux de recouvrement qui couvrent les abords comme présentés sur la figure 2-3. Quand un signal entrant est détecté, le récepteur détermine le faisceau qui est le mieux aligné dans la direction du signal d'intérêt et puis se commutent à ce faisceau pour communiquer avec l'utilisateur.



**Figure 2-3 :** Formation de faisceau pour le système à commutation de faisceaux [20].

Le système de réseaux auto-adaptatifs d'antennes est le plus 'intelligent' dans son approche. Ce système dépiste l'utilisateur sans interruption en orientant le faisceau principal vers l'utilisateur et en même temps annule le rayonnement dans les directions des interférences, comme il est représenté par la figure 2-4. Le signal reçu de chacun des éléments d'antennes distribués dans l'espace est multiplié par un poids. Les poids sont complexes et à amplitude et phase ajustables. Ces signaux sont combinés pour rapporter le rayonnement du réseau. Ces poids complexes sont déterminés par un algorithme adaptatif, qui est

pré-programmé dans l'unité de traitement numérique qui contrôle le signal rayonné par le récepteur.

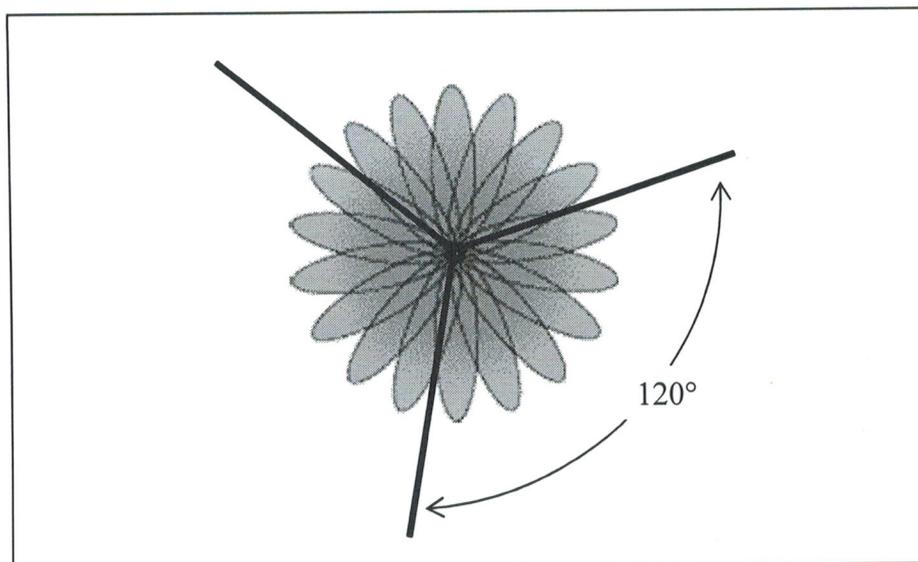


**Figure 2.4 :** Formation de faisceaux pour le système à réseaux auto-adaptatifs d'antennes[20].

### 2.3.2.1. Réseaux d'antennes à commutation de faisceaux

Les systèmes à communication de faisceaux utilisent un réseau d'antennes qui rayonne plusieurs faisceaux fixes couvrant un secteur angulaire défini. Ce secteur est subdivisé en plusieurs faisceaux étroits. Chaque faisceau peut être traité comme secteur individuel servant un utilisateur individuel ou un groupe d'utilisateurs. Si l'on considère une sectorisation classique, comme elle est représentée par la figure 2-5, où la zone est divisée en trois secteurs angulaires de  $120^\circ$ , l'application du système à commutation de faisceaux peut couvrir la zone avec six faisceaux étroits pour chaque secteur. Cette division en faisceaux étroits va augmenter la, possibilité de réutilisation d'un canal en réduisant l'interférence potentielle et en augmentant également la gamme [21].

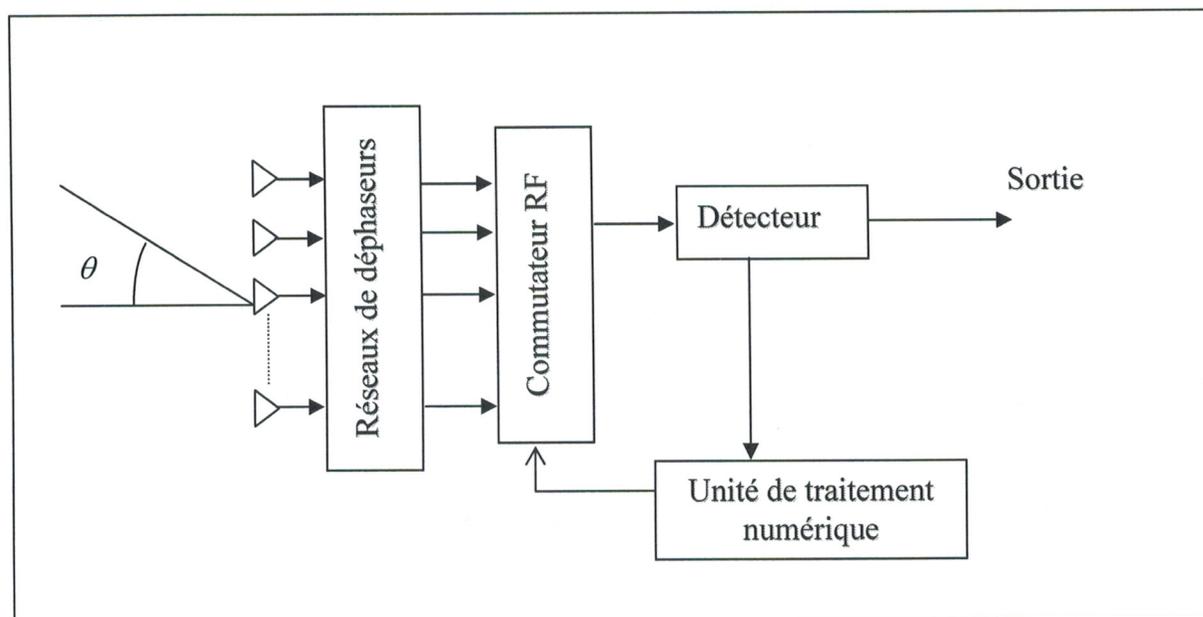
Le réseau d'antennes à commutation de faisceau a un mécanisme de commutation qui lui permet de choisir et puis de commuter le bon faisceau qui donne la meilleure réception pour un utilisateur. Le choix est habituellement basé sur la puissance reçue pour cet utilisateur.



**Figure 2.5 :** *Modèle de couverture par une antenne à commutation de faisceaux.*

Un système typique à commutation de faisceaux est représenté par la figure 2-6, il se compose :

- d'un réseau d'antennes,
- d'un réseau de déphaseurs qui forme les faisceaux dans différentes directions de la zone à couvrir. Différentes approches peuvent être employées pour fournir ces faisceaux fixes, on peut citer à titre d'exemples [22] :
  - Réseaux de matrice de BUTLER.
  - Réseaux de BLASS.
- d'un commutateur RF, qui enclenche le bon faisceau dans la direction du signal désiré,
- d'unité de traitement numérique (logic control), qui choisit le bon faisceau, cette unité est commandée par un algorithme qui balaye tous les faisceaux et choisit celui recevant le signal le plus fort basé sur une mesure faite par le détecteur.



**Figure 2-6 :** Schéma fonctionnel des systèmes à commutations de faisceau [21].

Cependant, même si ces systèmes sont à fonctions simples ils restent non appropriés aux secteurs de grandes interférences. Par exemple dans le cas de propagation par trajets multiples, il y a des chances que le système commute dans la direction du signal indirect plutôt que dans la direction du signal directe.

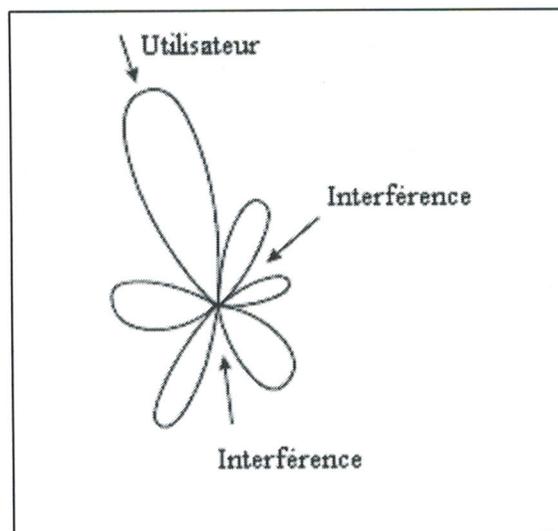
Malgré tous ces inconvénients, l'approche à commutation de faisceau est moins compliquée (comparée aux systèmes complètement adaptatifs) et fournit une augmentation significative de gamme, de capacité, et un rejet considérable d'interférences quand l'utilisateur désiré est au centre du faisceau. En outre, elle est moins coûteuse et peut être facilement mise en application dans des systèmes plus classiques.

### 2.3.2.2. Réseaux auto-adaptatifs d'antennes

Des définitions précédentes, il est tout à fait évident que les améliorations apportées par les réseaux à commutation de faisceau sont très limitées comparées aux systèmes conventionnels d'antennes dans la communication sans fil. Cependant, de plus grandes améliorations d'exécution peuvent être réalisées en mettant en application des techniques avancées de traitement des signaux pour traiter l'information obtenue par le réseau d'antennes.

À la différence des systèmes à commutation de faisceau, les systèmes à réseaux auto-adaptatifs d'antennes sont vraiment intelligents parce qu'ils peuvent réagir dynamiquement aux évolutions de l'environnement [23]. Ils ont une multitude de modèles de rayonnement comparés aux modèles fixes dans les systèmes à commutation de faisceau. Ces systèmes utilisent le traitement des signaux pour diriger le lobe principal vers l'utilisateur désiré tout en

annulant le rayonnement dans les directions des interférences. Ceci est illustré dans un diagramme simple représenté ci-dessous par la figure 2-7.



**Figure 2. 7 :** *Diagramme de rayonnement d'un réseau auto-adaptatif d'antennes*

Vu leur grande capacité de détection et de rejection d'interférence, ces systèmes seront développés en détail dans la suite de ce chapitre.

### 2.3.3. Avantages des antenne intelligentes

#### 2.3.3.1. Augmentation de capacité

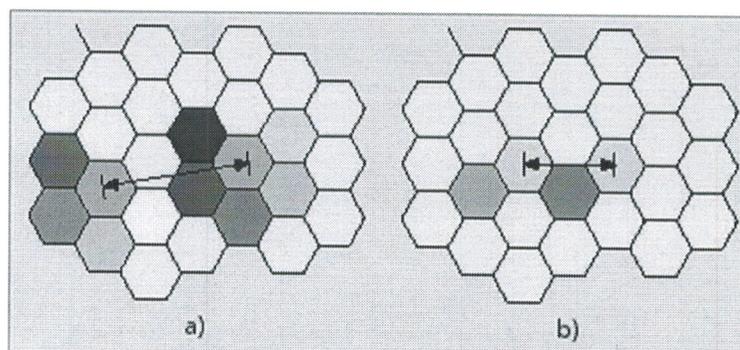
La raison principale de l'intérêt croissant pour les antennes intelligentes est l'augmentation de capacité. Dans des secteurs peuplés en masse, les systèmes mobiles sont normalement à interférences limitées, c'est-à-dire que l'interférence avec d'autres utilisateurs est la source principale de bruit dans le système. Ceci signifie que le rapport signal sur interférence,  $SIR^2$ , est beaucoup plus grand que le rapport signal sur bruit thermique,  $SNR^3$ . L'utilisation des réseaux d'antennes intelligentes va remédier à cela en augmentant le niveau du signal utile reçu et en diminuant le niveau des interférences simultanément. Les résultats expérimentaux rapportent jusqu'à 10 dB d'augmentation moyenne du SIR dans les secteurs urbains [24].

Dans des systèmes de transmissions d'accès multiples par répétitions dans le temps (TDMA), le SIR accru impliquera la possibilité de réduire la distance de réutilisation de fréquence. Un exemple est montré dans la figure 2.8, où le faisceau traditionnel de sept

<sup>2</sup> SIR : Rapport signal sur interférence

<sup>3</sup> SNR : Rapport signal sur bruit

cellules a été réduit à un faisceau de trois cellules. Ceci mènera à une augmentation de capacité de  $7/3$ , comme toutes les cellules peuvent être assignées ceci se traduira par un plus grand nombre de porteurs.



**Figure 2.8 :** *Illustration de la réduction de distance de réutilisation des fréquences porteuses, a) cellule traditionnelle. b) Cellule à antennes adaptatives*

Les systèmes CDMA, tels que IS-95 (Nom officiel de la première version de la norme CDMA) ou UMTS<sup>4</sup>, sont plus limités par les interférences que les systèmes TDMA. La source principale de bruit dans le système est l'interférence avec d'autres utilisateurs qui est due aux codes de propagation non idéalement orthogonaux. Ceci signifie que le gain prévu de capacité est encore plus grand pour les systèmes CDMA que pour les systèmes TDMA.

### 2.3.3.2. Augmentation de gamme

Le déploiement des stations de base dans les zones rurales abondamment peuplées sera réduit. Puisque les antennes intelligentes seront plus directives que le secteur traditionnel ou les antennes omnidirectionnelles, un potentiel d'augmentation de gamme est disponible. Ceci signifie que des stations de base peuvent être placées plus loin à part, potentiellement conduisant à un déploiement coût efficace.

### 2.3.3.3. Nouveaux services

À l'aide des antennes intelligentes le réseau aura accès à l'information spatiale 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 des appels d'urgence et la facturation à endroit spécifique. La FCC (la Commission fédérale de communications) aux Etats-Unis a décidé qu'à partir

<sup>4</sup>UMTS : universal mobile telecommunication system

d'octobre 2001, l'information sur la position de l'utilisateur doit être fournie avec une exactitude de 125 mètres d'erreur.

#### **2.3.3.4. Sécurité**

Il est plus difficile de se connecter dans une liaison station de base utilisateur, quand des antennes intelligentes sont utilisées. Pour le faire avec succès l'intrus doit être placé dans la même direction que l'utilisateur vu de la station de base, ceci accroît la sécurité du réseau.

#### **2.3.3.5. Propagation par trajets–multiples réduits**

En employant un faisceau étroit d'antenne à la station de base la propagation par trajets multiples peut être légèrement réduite. La réduction réelle dépend du scénario, et n'est pas toujours significative. Bien que les égaliseurs de canal et les récepteurs RÂTEAU (RAKE) manipulent et exploitent souvent les composants par trajets multiples, ceci n'est pas possible sur des liaisons à très grande vitesse. Potentiellement, la réduction de propagation par trajets multiples peut être employée pour soulager les conditions sur les futures conceptions de modem

#### **2.3.3.6. Facteurs de coût**

Bien que les avantages d'utilisation d'antennes intelligentes soient nombreux, il y a également des inconvénients et des facteurs de coût. Le gain devrait toujours être évalué contre le coût.

#### **2.3.3.7. Complexité d'émetteur récepteur**

Il est évident qu'un émetteur récepteur d'antennes adaptatives est beaucoup plus complexe qu'un émetteur récepteur traditionnel de station de base. L'antenne aura besoin d'une chaînes de séparation entre émetteur et récepteur pour chacun des éléments d'antennes du réseau et le calibrage en temps réel précis de chacun d'eux. En outre, l'antenne a formation de voies est un processus de calcul intense, particulièrement si des antennes adaptatives doivent être employées. Ceci signifie que la station de base d'antennes intelligentes doit inclure des processeurs et des systèmes de commande numériques très puissants. Il y aura un besoin croissant de développement des algorithmes efficaces pour le traitement en temps réel du signal. Les stations de base à antenne intelligente sont sans aucun doute beaucoup plus coûteuses que les stations de base conventionnelles.

### 2.3.3.8. Gestion de ressource

Les antennes intelligentes sont principalement une technologie radio, mais elles effectueront également de nouvelles demandes sur des fonctions de réseaux telles que la gestion de ressource et de mobilité. Quand un nouveau raccordement doit être installé 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 station de base sans interruption par la cellule avec un faisceau de "recherche" recherchant des candidats pour un nouveau raccordement ou un handover. Une autre possibilité doit employer un système externe de positionnement, par exemple, GPS<sup>5</sup>. En ce qui concerne le handover, une troisième possibilité est valable : l'information directionnelle de la cellule existante peut être employée par le réseau pour fournir "une conjecture instruite" pour déterminer quelle cellule peut avoir la main.

Comme il a été expliqué plus tôt, les systèmes de transmissions d'accès multiples par répartition dans l'espace (SDMA), fait participer différents utilisateurs à l'aide de la même voie de transmission physique dans la même cellule, séparée seulement par angle. Quand les collisions angulaires entre ces utilisateurs se produisent, l'un d'entre eux nécessite une commutation rapide à un autre canal de sorte que le raccordement ne soit pas cassé. Ceci signifie que dans les systèmes SDMA, il y aura beaucoup plus de handover d'intra-cellule que dans les systèmes conventionnels de TDMA ou de CDMA, et plus de surveillance par le réseau est nécessaire.

### 2.3.3.9. Taille physique

Pour l'antenne intelligente, l'obtention d'un gain raisonnable, est retraduit par le positionnement de plusieurs éléments rayonnants.

Typiquement des réseaux d'antenne de 6 à 10 éléments horizontalement séparés ont été suggérée pour les environnements mobiles extérieurs. L'espacement inter-élément nécessaire est de 0.4 à 0.5 de la longueur d'onde. Ceci signifie qu'une antenne à huit éléments serait approximativement de 1.2 mètre de large à 900 MHz et à 60 centimètres à 2 GHz.

---

<sup>5</sup> GPS : general position system

## 2.3.4. Comparaison entre les deux types de systèmes

### 2.3.4.1. Système à commutation de faisceau

- Il emploie des faisceaux directionnels fixes multiples avec des largeurs de faisceau étroites.
- Les déphasages exigés sont fournis par des réseaux fixes et simples de déphaseurs comme la matrice de Butler.
- Des algorithmes simples sont employés pour le choix de faisceau.
- Il exige seulement l'interaction modérée entre l'unité et la station de base mobiles par rapport au système adaptatif.
- Puisque la technologie employée est simple, ces systèmes sont peut-être coûteux et moins complexes.
- L'intégration dans le système existant est facile et bon marché.
- Puisque des faisceaux étroits multiples sont employés, des transferts d'intra-cellulaire entre les faisceaux doivent être manipulés en tant que mouvement mobile d'un faisceau à l'autre.
- Il ne peut pas distinguer entre le signal utile et l'interférence et/ou des signaux par trajets multiples, ceci conduit à la détection d'une interférence au lieu du signal utile.
- Puisqu'il n'y a pas de génération de zéros dans des directions précises, alors les systèmes à commutation de faisceau offrent une suppression limitée d'interférences.

### 2.3.4.2. Systèmes à réseaux auto-adaptatifs d'antennes

- Un système auto-adaptatif oriente le faisceau vers le signal d'intérêt et annule les directions des interférences.
- Il exige l'exécution de la technologie *DSP*<sup>6</sup>.
- Il exige des algorithmes adaptatifs compliqués.
- Il a de meilleures possibilités de rejet d'interférence comparées aux systèmes précédents.
- Il n'est pas facile de le mettre en application dans les systèmes existants.
- Puisque le faisceau suit sans interruption l'utilisateur ; les transferts intra-cellulaire sont minimes.

---

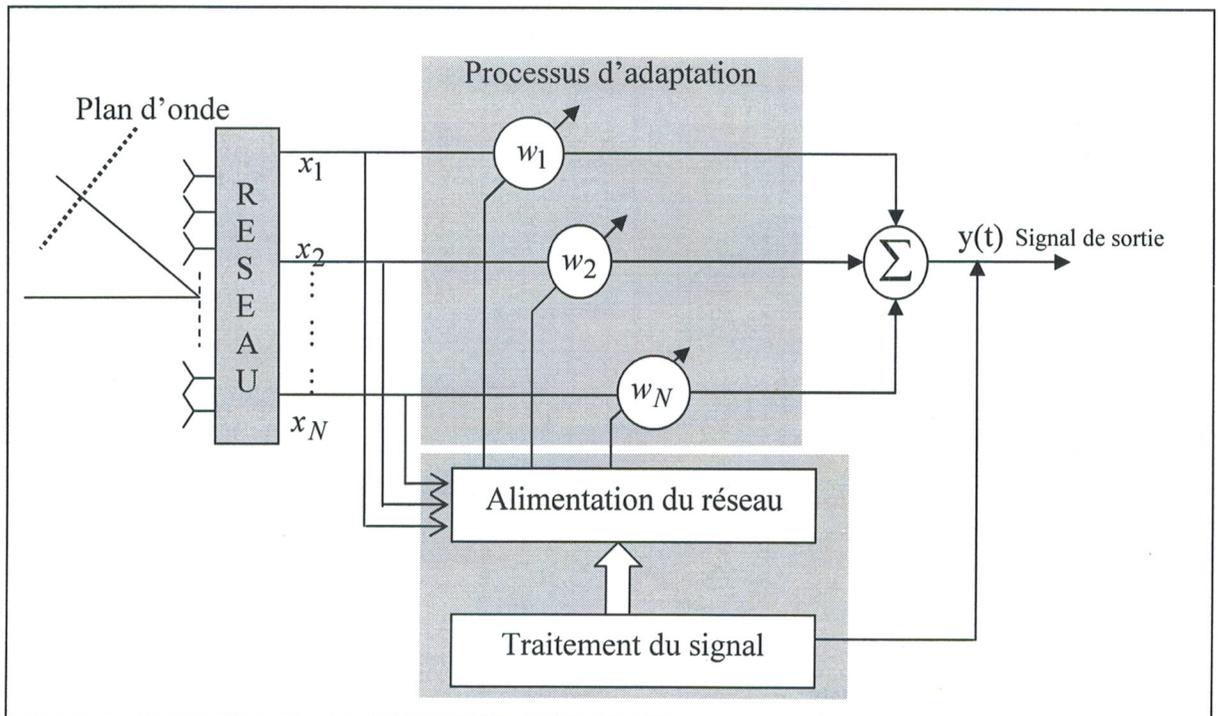
<sup>6</sup> DSP : Digital signal processing

## 2.4. Modélisation des réseaux auto-adaptatifs d'antennes

La technologie des antennes intelligentes est basée sur l'utilisation de réseaux auto-adaptatifs d'antennes à rayonnement contrôlé par ajustage des amplitudes et des phases relatives aux différents éléments du réseau d'antennes. Pour cela, le principe de fonctionnement des réseaux auto-adaptatifs d'antennes est exposé dans le paragraphe suivant.

### 2.4.1. Principe de fonctionnement

Le diagramme de fonctionnement du réseau d'antennes auto-adaptatives de la figure 2.9 présente l'organe principal du système de réseau auto-adaptatif. Le processus basé sur cette technique, consiste à contrôler la loi d'alimentation complexe  $w$  qui permet simultanément de minimiser la puissance globale des bruit reçus avec une modification totale ou partielle de la directivité du réseau dans le temps et dans l'espace [26], [27].



**Figure 2.9 :** Principe de fonctionnement d'un réseau auto-adaptatif d'antennes

Sachant que la réponse du réseau est donnée par :

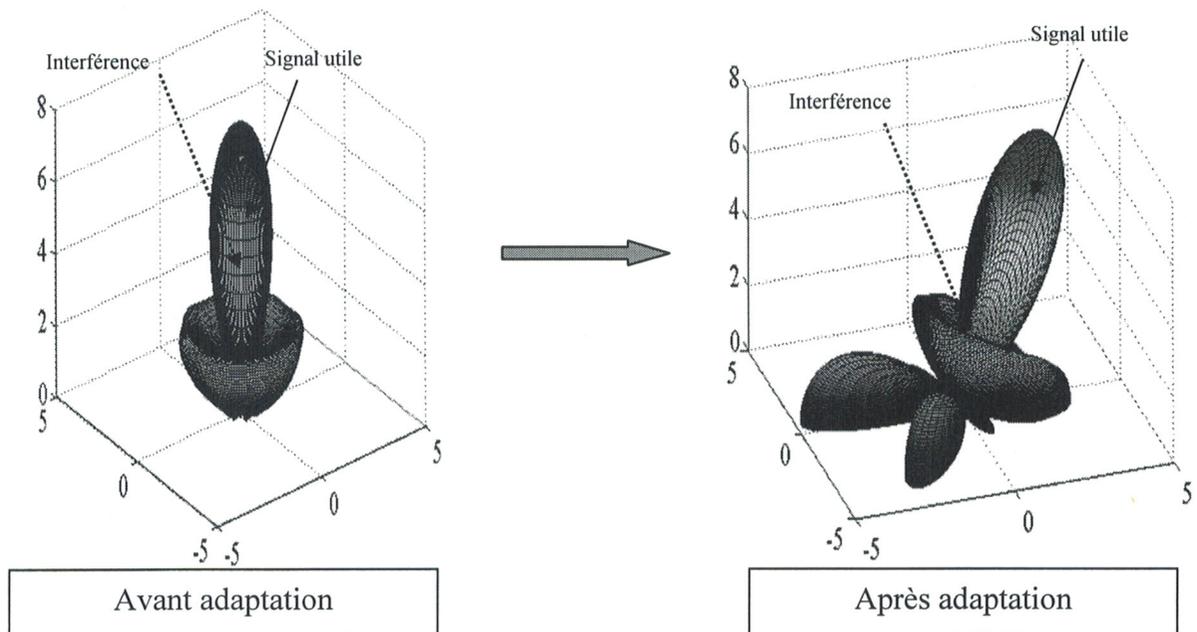
$$Y = \sum_{i=1}^N w_i \cdot x_i \quad (2.1)$$

avec :

$$w_i = A_i e^{j\phi} \quad (2.2)$$

Toute modification de poids de pondération  $w_i$  entraîne une nouvelle configuration du gain relatif au réseau dans l'espace. A l'aide de la technique d'adaptation schématisée par la figure 2.9 devient alors possible d'adapter les signaux de l'acquisition effectuée par le réseau pour qu'elle puisse mieux s'accommoder aux spécificités de l'environnement. En effet, dès que le système n'arrive plus à exploiter le signal acquis ; à cause de nouvelles interférences ; alors l'algorithme d'adaptation fonctionnant en temps réel, ajustera les pondérations  $w_i$  de façon à permettre au système d'améliorer ses performances (détection du signal utile en bonne conditions).

La figure 2.10, illustre le principe de rejection d'interférence par adaptation du diagramme de rayonnement.



**Figure 2-10 :** Comportement d'un réseau adaptatif d'antennes en présence d'une interférence

La réjection obtenue est fonction des paramètres suivants [28] :

- La géométrie du réseau d'antennes.
- La séparation angulaire entre interférence et signal utile.
- Les caractéristiques des interférences.
- La précision de la réalisation de la pondération.

Le problème de rejection d'interférences posé ici, ou autrement dit le problème de détection d'une liaison de communication, revient à déterminer (par calcul itératif) le vecteur de pondération  $W$  qui permet d'atteindre les objectifs suivants :

- maximisation du rapport signal / bruit +interférence (RSBI),
- minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MSE),
- maximisation du gain du réseau,
- minimisation des distorsions du signal utile.

## 2.4.2. Formulation mathématique du problème de l'adaptativité

En reprenant les hypothèses énoncées dans le premier chapitre, et en introduisant les notations couramment utilisés dans le domaine des antennes adaptatives, nous allons développer dans ce qui suit le formalisme mathématique adopté pour le traitement du problème d'adaptation des réseaux d'antennes.

### 2.4.2.1. Description du signal de réseaux adaptatifs

Dans la plus part des application considérées ici, les signaux utilisés sont caractérisés par une fréquence porteuse modulée et se mettent sous la forme[29] :

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_p t + \phi) \quad (2.3)$$

Dans ce cas,  $m(t)$  constitue l'enveloppe du signal modulé et contient toutes les informations. De façon à ne pas faire apparaître la fréquence porteuse commune, on utilise couramment, en traitement du signal, la notion d'enveloppe complexe  $\tilde{s}(t)$  du signal  $s(t)$ .

L'enveloppe complexe est définie par l'équation [29] :

$$s(t) = \Re\{\tilde{s}(t) \exp(j\omega_p t)\} \quad (2.4)$$

Généralement dans le traitement d'antennes, on utilise directement les quantités complexes pour avoir des notations plus légères.

Nous considérons donc dans ce qui suit, que chaque signal est représenté par son enveloppe complexe.

Par ailleurs, comme on la noté dans le chapitre 1, on suppose que les signaux complexes considérés sont des processus stochastiques du second ordre, c'est-à-dire que pour  $s(t)$ , fonction aléatoire du temps :

1.  $E[s(t)] = 0$  la moyenne est nulle,

$$2. \quad \forall t_1, t_2 \quad E[s^*(t_1)s(t_2)] = E[s^*(t)s(t + \tau)]$$

avec  $\tau = t_1 - t_2$ , la fonction d'auto corrélation est stationnaire.

### 2.4.2.2. Formalisme adopté

Si l'on reprend la figure 2-9 de la réception, et pour des signaux réels,  $y(t)$  est une combinaison linéaire des différents signaux :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) \quad (2.5)$$

Cependant, si on utilise des enveloppes complexes des signaux et en confondant les notations, nous aurons :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^* x_i(t) \quad (2.6)$$

Dans l'espace vectoriel des signaux complexes, la fonction qui associe le signal  $y(t)$ , est une fonction multilinéaire. C'est pourquoi l'emploi des notations vectorielles et des concepts propres aux espaces vectoriels est particulièrement bien adapté au problème de l'antenne adaptative.

Ainsi, nous pouvons définir un vecteur signal reçu  $x(t)$  et un vecteur poids  $w$  tel que :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_i(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_i \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La relation (2.6) s'écrit alors :

$$y(t) = w^H x(t) \quad (2.9)$$

En antenne adaptative, nous utiliserons souvent la matrice d'auto-corrélation du signal reçu, qui s'écrira [30]:

$$R_{xx} = E[x^* x^t] = \begin{bmatrix} E[x_1^*(t)x_1(t)] & \cdots & E[x_1^*(t)x_N(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E[x_N^*(t)x_1(t)] & \cdots & E[x_N^*(t)x_N(t)] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

### 2.4.2.3. Décomposition du signal reçu

Dans le cas général, nous pouvons décomposer le signal présent sur le canal  $i$  en trois composantes :

$$x_i(t) = s_i(t) + b_i(t) + n_i(t) \quad (2.11)$$

Où :

- $s_i(t)$  représente le signal utile reçu dans la direction utile déterminée par le couple angulaire  $(\theta_s, \phi_s)$ ,
- $b_i(t)$  représente les signaux parasites éventuels (brouilleurs, propagation multi-trajets,...), reçus dans des directions  $(\theta_k, \phi_k)$  :

$$b_i(t) = \sum_k b_i^k(t) \quad (2.12)$$

- $n_i(t)$  représente le bruit propre dans le  $n^{\text{ème}}$  canal (bruit dû aux équipements,...).

Le vecteur signal  $X(t)$  peut donc s'écrire :

$$X(t) = S(t) + \sum_k B_k(t) + N(t) \quad (2.13)$$

Où

$$S(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \vdots \\ s_i(t) \\ \vdots \\ s_N(t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$B_k(t) = \begin{bmatrix} b_1^k(t) \\ \vdots \\ b_i^k(t) \\ \vdots \\ b_N^k(t) \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

$$N(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ \vdots \\ n_i(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Nous pouvons par ailleurs expliciter plus précisément les signaux  $s_i(t)$ . Dans le cas idéal (propagation non dispersive, ...), les signaux  $s_i(t)$  diffèrent uniquement par un retard de propagation  $\tau_i$  subi par le signal utile émis  $s(t)$  depuis l'antenne d'émission jusqu'à la source  $i$ .

Nous avons donc, en considérant que le champ correspond à une onde plane provenant de la direction  $(\theta_s, \phi_s)$ , et en s'appuyant sur la figure 2.11, les retards s'expriment par :

$$\tau_i = \frac{o\vec{m}(\theta_s, \phi_s) \cdot \vec{os}_i}{c}$$

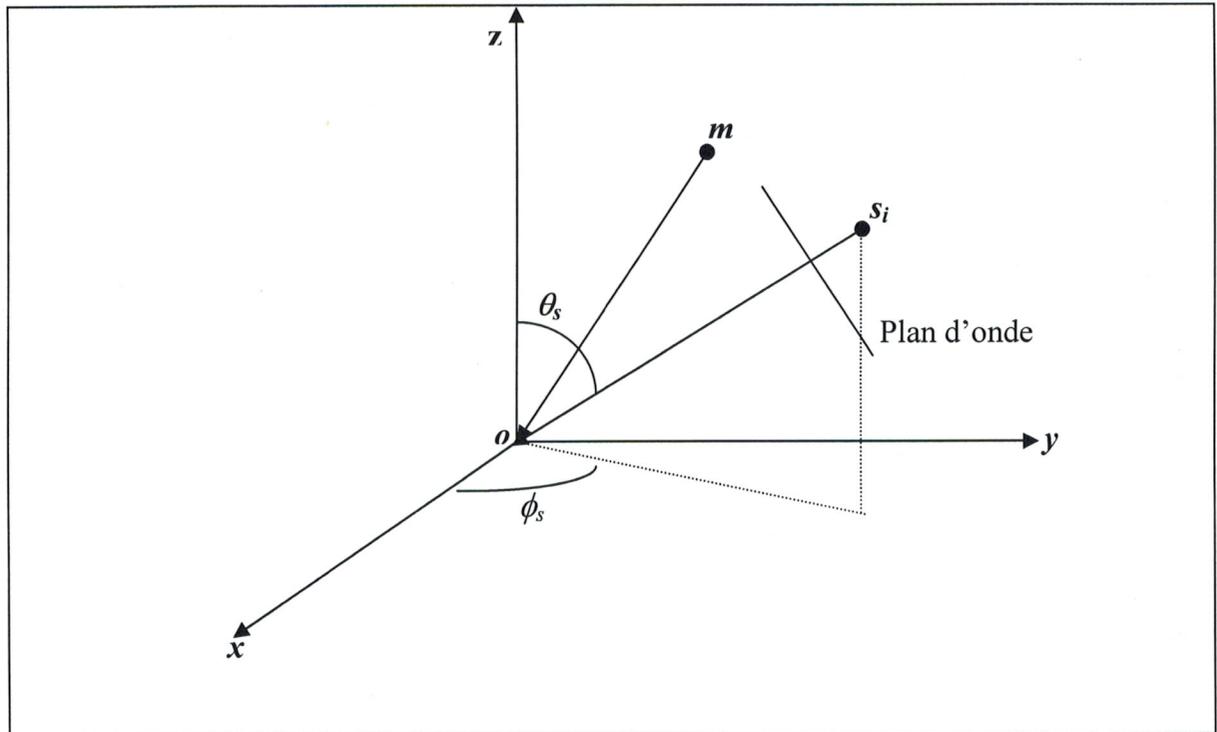


Figure 2.11 : Configuration spatiale pour le calcul de  $\tau_i$

Pour une antenne linéaire, nous avons simplement :

$$\tau_i = \frac{id \sin \theta_s}{c} \tag{2.17}$$

Ce qui permet d'écrire :

$$s_i(t) = s(t) \exp \left[ j \frac{2\pi i \sin \theta_s}{\lambda} \right] \tag{2.18}$$

De même, nous pouvons écrire :

$$b_i^k(t) = b^k(t) \exp \left[ j \frac{2\pi i \sin \theta_k}{\lambda} \right] \tag{2.19}$$

Le vecteur signal utile  $s(t)$  s'exprime alors par la relation :

$$s(t) = s(t).a$$

Où :

$$a = [e^{j\omega\tau_1} \dots \dots \dots e^{j\omega\tau_N}]^t$$

De même,

$$B_k(t) = b^k(t)B_k \tag{2.20}$$

où  $B_k$  présente le vecteur d'espace dans la direction du  $k^{\text{ème}}$  brouilleur.

Enfin, nous admettons que les différents bruits propres  $n_i(t)$  sont non corrélés et uniformément répartis en puissance dans tous les canaux du réseau d'antenne [30] ;  $n_i(t)$  est représenté par un processus stochastique stationnaire du second ordre.

Nous avons donc :

$$\begin{cases} E[n_i(t)] = 0 \\ E[n_i^*(t)n_j(t)] = \delta_{ij}P_q \end{cases} \tag{2.21}$$

où  $P_q$  est la puissance apparente de bruit.

## 2.5. Algorithmes d'adaptation

L'auto-adaptation des réseaux d'antennes représente un problème majeur dans la détection des signaux, et elle peut être effectuée de plusieurs manières. Dans ce document, nous nous intéressons uniquement à l'auto-adaptation en gain et en phase des pondérations du

réseau. La plus part des algorithmes existants se basent sur la maximisation du rapport signal/bruit.

On peut voir sur la figure 2.12 un dispositif d'adaptation où le vecteur de pondération  $w$  est calculé en utilisant les statistiques du signal incident  $x(t)$ . Un processus adaptatif minimise l'erreur  $e$  entre le signal désiré et la sortie du réseau  $y(t)$ .

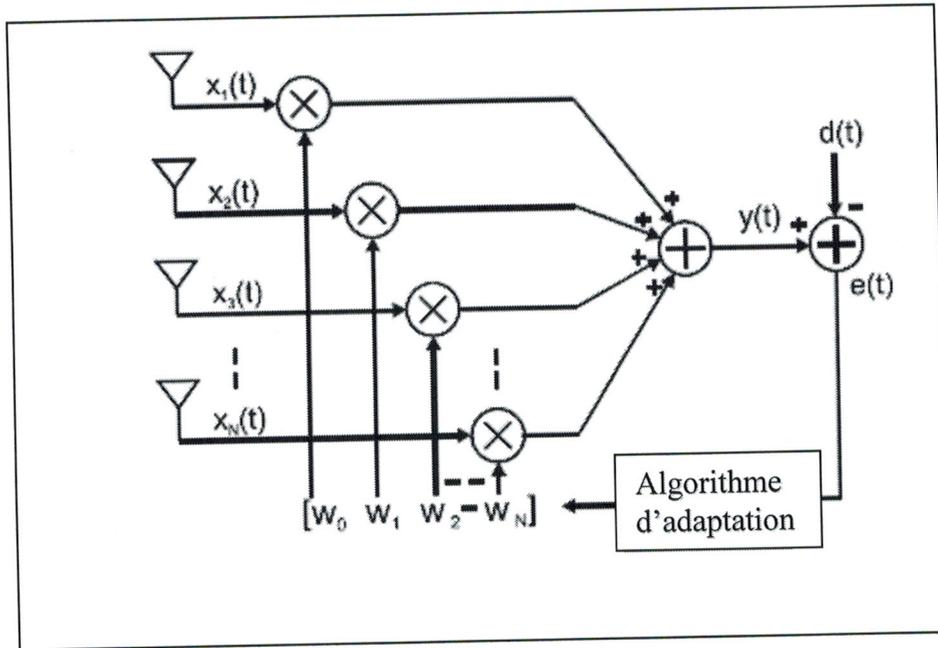


Figure 2.12 : Configuration d'un réseau adaptatif

Les méthodes d'adaptation se basent sur plusieurs critères existant et le choix de l'un ou de l'autre sera guidé par la connaissance que l'on peut avoir du canal et/ou du signal émis. Les différentes méthodes d'adaptation peuvent être divisées en deux classes principales :

- Méthodes *non aveugles*.
- Méthodes *aveugles*.

### 2.5.1. Méthodes non aveugles

Dans les méthodes non aveugles, on est dans l'obligation d'utiliser un signal de référence  $d(t)$  pour ajuster le vecteur de pondération. Le signal  $d(t)$  est connu par l'émetteur et le récepteur. Il est envoyé par l'émetteur pendant une période de référence au récepteur. L'algorithme formateur de faisceau utilise le signal de référence pour calculer le vecteur de l'alimentation optimal. Parmi les algorithmes non aveugles les plus utilisés, on a :

### 2.5.1.1. Méthode des moindres carrés (LMS)

La méthode des moindres carrés est dérivée de la méthode très connue de la descente rapide. On prend une estimation du gradient du vecteur  $J$  [31] :

$$\hat{\nabla} J(k) = -2x(t)e^*(k) \quad (2.22)$$

où  $e(t)$  représente l'erreur entre le signal de sortie et le signal de référence.

En appliquant la méthode de la descente rapide, on aboutit au vecteur d'adaptation des pondérations, donné par :

$$w(k+1) = w(k) + \mu(x(k)e^*(k)) \quad (2.23)$$

Nous pouvons décrire l'algorithme LMS par les trois équations suivantes :

$$\begin{cases} y(k) = w^H(k)x(k) \\ e(k) = d(k) - y(k) \\ w(k+1) = w(k) + \mu(x(k)e^*(k)) \end{cases} \quad (2.24)$$

Les performances de l'algorithme LMS ont fait leur preuve dans plusieurs travaux, et on a démontré que l'algorithme LMS dépend de trois facteurs essentiels :

- le pas de convergence  $\mu$ .
- les nombres d'éléments d'antennes.
- Les valeurs propres de la matrice de corrélation.

### 2.5.1.2. Méthode des moindres carrés récurrente (RLS)

L'algorithme RLS utilise la méthode des moindres carrés pour la mise à jour du vecteur de pondération. Son principe consiste à minimiser une fonction coût présentée par l'expression suivante [31] :

$$\xi(k) = \sum_{i=1}^k \zeta^{k-i} |e(i)|^2 \quad (2.25)$$

Cette fonction présente la somme des erreurs quadratiques pendant un intervalle de temps,  $\zeta$  et une constante positive inférieure à 1.

L'algorithme RLS à pour but la minimisation de cette fonction. Il peut être décrit par les équations suivantes [31] :

$$K(k) = \frac{\zeta^{-1} p(k-1)x(k)}{1 + \zeta^{-1} x^H(k)p(k-1)x(k)} \tag{2.26}$$

$$\alpha(k) = d(k) - w^H(k-1)x(k) \tag{2.27}$$

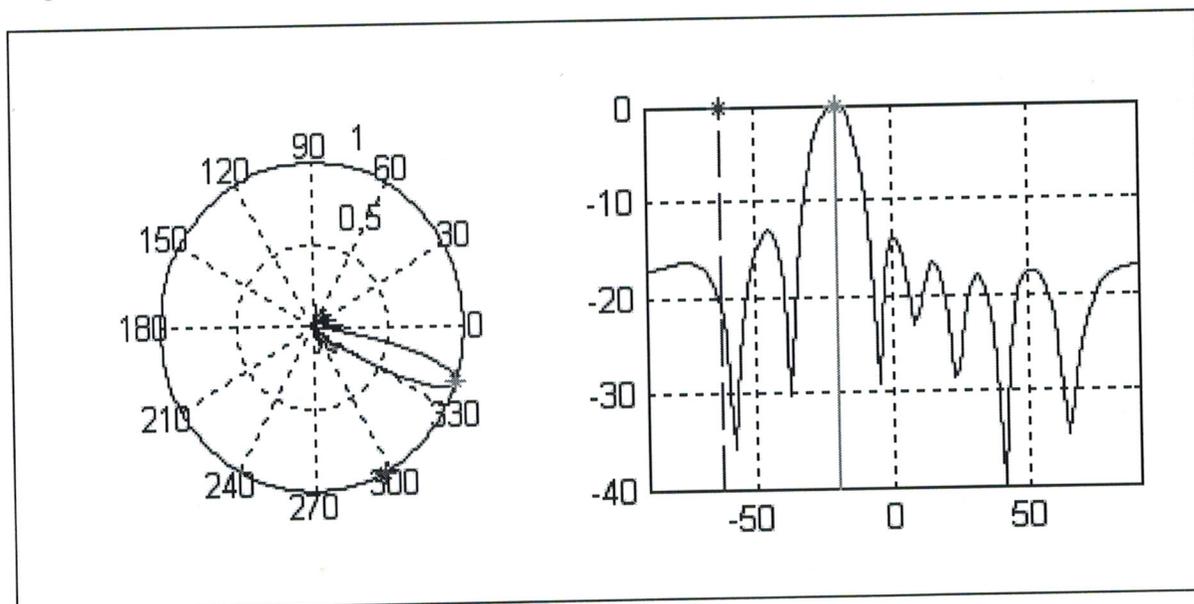
$$w(k) = w(k-1) + K(k)\alpha^*(k) \tag{2.28}$$

$$p(k) = \zeta^{-1} p(k-1) - \zeta^{-1} K(k)x^H(k)p(k-1) \tag{2.29}$$

$$p(0) = \delta^{-1} I \tag{2.30}$$

$\delta$  est une constante positive petite.

Cet algorithme a été programmé et une adaptation d'un réseaux rectiligne et uniforme à 8 éléments espacés de  $\lambda/2$ , a été simulée sous MATLAB. Le résultat obtenu est donné sur la figure 2.13.



**Figure 2.13:** *Adaptation d'un réseaux rectiligne à 8 éléments par l'algorithme RLS pour un signal utile à  $-20^\circ$  et une inetrférence à  $-63^\circ$ .*

### 2.5.2. Méthodes aveugles

Le terme aveugle vient du fait que ces méthodes dites aussi autodidactes ont pour but de restituer directement la séquence d'informations transmise sans nécessiter ni l'accès à une séquence d'apprentissage, ni l'identification préalable du canal. Les détecteurs aveugles

exploitent la connaissance de la signature temporelle de l'utilisateur désiré. Cette connaissance est également utilisée pour estimer la signature spatiale (réponse du réseau antennes) de l'utilisateur en question. Les méthodes aveugles exploitent plutôt deux structures différentes :

- structures spatiales,
- structures temporelles.

Le premier groupe utilisant la structure spatiale est généralement basé sur l'estimation de la direction d'arrivée DOA. Ces méthodes angulaires ne peuvent pas être appliquées lorsque le nombre de signaux incidents est supérieur à  $M-1$  ( $M$  est le nombre d'élément du réseau d'antennes) où la dispersion angulaire est très importante. Parmi ces méthodes :

- MUSIC (**M**Ultiple **S**ignal **C**lassification),
- ESPRIT (**E**Stimation of **P**arameters via **R**otational **I**nvariance **T**echnique)...

Le deuxième groupe comporte les techniques aveugles qui ne nécessitent plus d'estimer les directions d'incidence des ondes ou l'emploi d'une séquence d'apprentissage. Elles exploitent la connaissance des propriétés de la forme d'onde du signal transmis, par exemple le type de modulation. L'un de ces algorithmes largement utilisé dans les systèmes de télécommunications sans fils, est l'algorithme du module constant connu sous le nom de CMA (Constant Modulus Algorithm). Il appartient à la tranche d'algorithmes de Godard qui sera traité avec plus de détails dans le chapitre suivant.

## 2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons amorcé une étude générale sur la technologie des antennes intelligentes, où on a vu qu'il existe deux types d'antennes intelligentes :

- l'antenne à commutation de faisceaux,
- l'antenne auto-adaptative.

Une comparaison entre ces deux types d'antennes nous a mener à s'intéresser plus aux antennes auto-adaptatives, vue leurs grandes capacités de détection et de rejection d'interférences. Dans ce contexte, nous avons présenté la théorie des antennes auto-adaptatives et le formalisme adopté.

En fin de chapitre, nous avons donné une classification des algorithmes utilisés pour l'adaptation, pour aboutir à la conclusion que l'évolution des services, la demande croissante de débits d'informations très élevés, et la saturation de la bande radio, ont très vite mené à une limitation des algorithmes classiques, et ont poussé les chercheurs à développer de nouveaux algorithmes capables d'augmenter les capacités des systèmes existants. Dans le chapitre suivant, nous allons développer une classe de ces algorithmes, et démontrer leur faisabilité, leur fonctionnement et leur applications dans la détection auto-adaptative des réseaux d'antennes pour les systèmes de télécommunications.

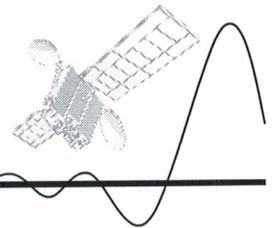
# CHAPITRE 3

## ALGORITHMES DU MODULE CONSTANT POUR L'ADAPTATION

# CHAPITRE 3

## ALGORITHMES DU MODULE CONSTANT POUR L'ADAPTATION

---




---

3.1	Introduction .....	52
3.2	Algorithmes de Godard .....	53
3.3	Algorithme du Module constant à gradient stochastique .....	56
3.5	Algorithme du module constant normalisé (NCMA) .....	68
3.6	Algorithme du module constant au sens des moindres carrés (LSCMA) .....	80
3.7	Comparaison entre le NCMA et le LSCMA .....	86
3.8	Conclusion.....	90

---

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier une classe d'algorithmes connue sous le nom d'algorithmes de Godard ou Algorithmes du Module Constant (CMA). Ces algorithmes peuvent être utilisés pour la formation de voies adaptatives, la suppression d'interférences inter-symboles (égalisation) et d'autres applications quand le signal d'intérêt a une enveloppe constante, tel que les signaux de communications à modulation de fréquence (FM : frequency modulation), à modulation numérique en phase (PSK : Phase Shift keying), et la modulation numérique de fréquence FSK (frequency Shift keying). Les CMA peuvent être aussi utilisés pour plusieurs signaux à enveloppe non constante (par exemple : modulation d'amplitude en quadrature QAM), cependant les performances de ces algorithmes pour de telles modulations se dégradent relativement au cas où le signal est à enveloppe constante.

Nous terminerons ce chapitre par une étude comparative des performances de quelques algorithmes de Godard dans le cadre de l'adaptation des réseaux d'antennes. Les performances sont exprimées en terme de vitesse de convergence, de stabilité et d'erreur finale. Nous avons choisi pour mener à bien cette étude des signaux de type PSK et BPSK (Annexe B).

## 3.2 Algorithmes de Godard

### 3.2.1 Généralités

Les algorithmes du module constant (CMA), généralement connus sous le nom d'algorithme de Godard, font partie des algorithmes dits aveugles, puisqu'ils ne nécessitent pas de signal de référence, mais exploitent les caractéristiques intrinsèques du signal utile.

Cette tranche d'algorithmes peut être aussi bien utilisée pour l'ajustage des poids des filtres adaptatif (pour une égalisation aveugle) qu'à la formation de voies adaptatives (Blind Beamforming). Le présent travail est consacré, exclusivement au second cas, pour lequel ces algorithmes ont été développés à l'origine par l'américain Godard [32].

Les algorithmes du module constant utilisent certaines qualités des signaux ayant des enveloppes complexes constantes ou presque constantes. Ils tentent de reconstituer aussi bien que possible l'enveloppe complexe constante du signal émis, qui a subi des fluctuations dues au canal de propagation, à la sortie du système. De cette manière, nous avons une amélioration du rapport signal sur interférences plus bruit (SNIR) à la sortie.

### 3.2.2 Contrainte du module constant

Bien que les CMA utilisent la propriété des modules constants pour la détection, et dépendent largement de la qualité du signal émis, est sont donc en relation avec les modulations de phase et de fréquence (par exemple : FM, PM, FSK, PSK...), ils sont suggérés même pour des signaux qui n'ont pas d'enveloppe constante. Pour savoir si l'algorithme du module constant peut être appliqué pour une certaine classe de signaux et/ou de modulations, une condition peut être indiquée par le dit *Kurtosis*  $\kappa$  (ce terme indique la contrainte sur le module) qui doit être inférieur à deux. Pour un signal complexe  $s(t)$ , cette condition est exprimée par [33] :

$$\kappa_s = \frac{E\{|s(t)|^4\}}{E\{|s(t)|^2\}^2} < 2 \quad (3.1)$$

Les signaux qui remplissent cette condition, sont qualifiés de signaux sub-gaussiens et conviennent parfaitement à l'application des algorithmes du module constant quelque soit leur modulation. Toutefois, la qualité de la pente de convergence du CMA dépend d'une façon décisive du *Kurtosis* du signal émis qui peut être largement plus grand pour des signaux à modulation d'amplitude que pour des signaux à modulation de fréquence.

Dans le cas des signaux à enveloppe constante  $\kappa = 1$ , et plus ce terme s'écarte de cette valeur plus la convergence du CMA est moins évidente. Une qualité supplémentaire des CMA, qui peut être particulièrement attirante par rapport à d'autres algorithmes d'adaptation, est la facilité de mise en œuvre et d'implémentation de ces algorithmes sur les systèmes existants.

### 3.2.3 Fonction coût des CMA

L'algorithme du module constant se base sur une fonction coût  $J_{p,q}(w)$ , qui dépend de la sortie du réseau d'antennes  $y(k)$  ainsi que d'une constante  $R_p$  qui exprime la contrainte du module constant. Cette fonction coût est exprimée par [34] :

$$J_{p,q}(w) = E \left\{ \left| |y(k)|^p - (R_p)^p \right|^q \right\} \quad (3.2)$$

Pour :

$$\begin{pmatrix} p, q \in \mathbb{N}; pq \geq 1 \\ R_p \in \mathbb{R}; R_p > 0 \end{pmatrix}$$

avec le signal de sortie  $y(t)$  donné par :

$$y(k) = w^H(k)x(k) \quad (3.3)$$

Le CMA effectue l'ajustage des poids de pondération  $w_i$  de telle sorte que la fonction  $J_{p,q}(w)$  soit minimum.

La constante  $R_p$  dans l'équation (3.2) est dite constante de dispersion. Elle est donnée par :

$$R_p = \frac{E[|s(k)|^{2p}]}{E[|s(k)|^p]} \quad (3.4)$$

où  $s(k)$  représente le signal émis

Le  $R_p$  ainsi défini dans (3.4) n'influence que légèrement la convergence de l'algorithme est pour la plus part des application est pris égal à 1.

#### ➤ Détermination de p et q

Les deux paramètres p, q sont deux entiers qui vont déterminer la surface erreur de la fonction coût  $J(w)$  et de là les nombres de solutions possibles fournies par l'algorithme CMA.

Pour pouvoir fixer les deux entiers, on a simulé la fonction coût pour des valeurs  $p$  et  $q$  entre un et deux. Les résultats de simulation sont montrés sur la figure 3.1. On peut clairement voir que pour  $p=q=2$  le nombre de solutions possibles sur la surface est de quatre, mais pour  $p=1$  et  $q=2$  ou  $p=2$  et  $q=1$  le nombre de solutions se réduit à un.

Notre choix s'est porté sur le premier cas dans le but d'augmenter la probabilité d'avoir une solution pour plusieurs intervalles. Ceci ne va pas éliminer une convergence locale possible. De là, la fonction coût se réduira à :

$$J(w) = E[|y(k)|^2 - 1]^2 \tag{3.5}$$

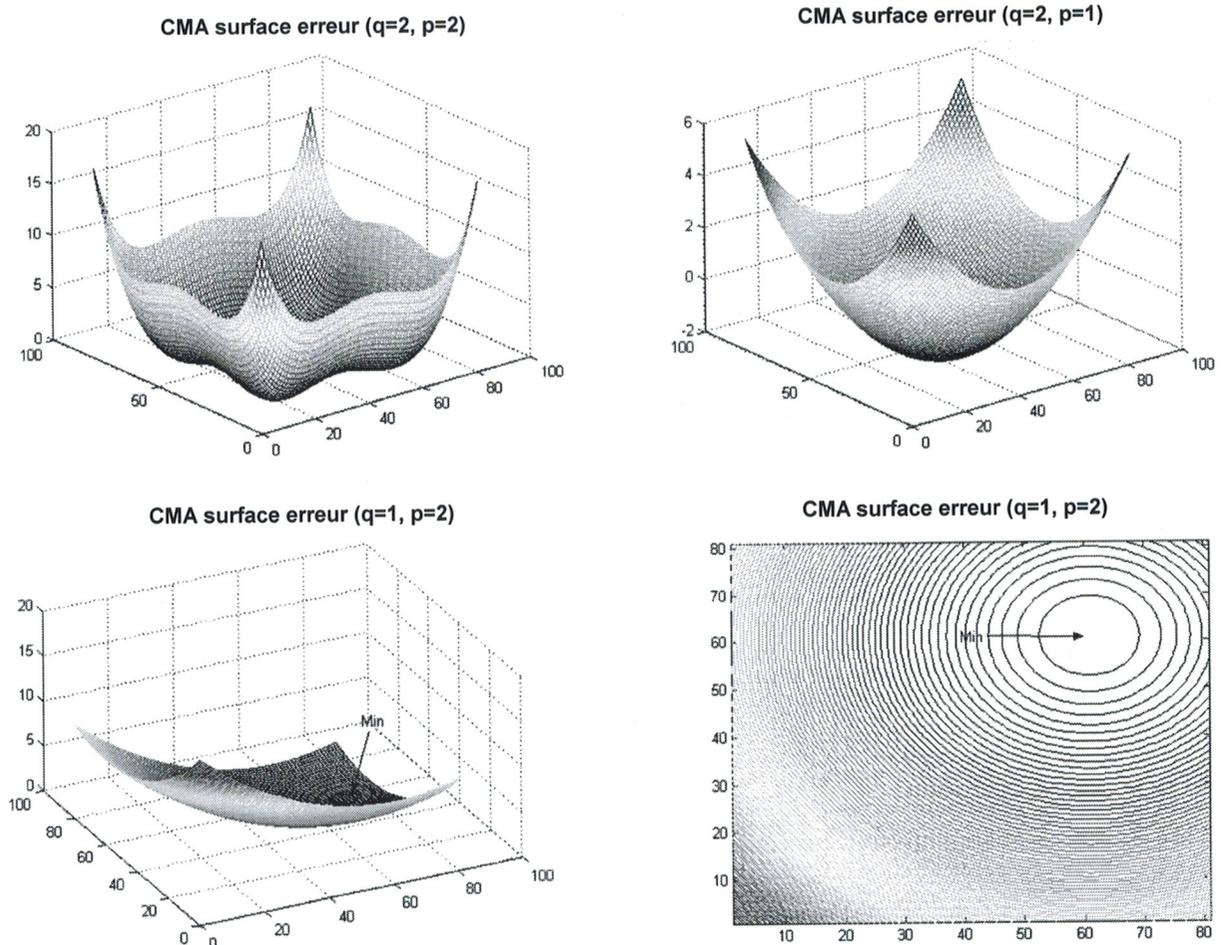


Figure 3.1 : Variation de la surface CM en fonction de  $(p,q)$

### 3.3 Algorithme du Module constant à gradient stochastique

#### 3.3.1 Développement par la méthode de descente

Le premier algorithme qui a été développé dans cette classe est un algorithme qui exploite la technique de descente du gradient stochastique pour minimiser la fonction coût. Il est généralement connu sous le nom d'algorithme du module constant (CMA) ou algorithme du Module constant à gradient stochastique (SGCMA)[35].

Dans ce cas, l'équation récursive de mise à jour du vecteur de pondération est donnée par :

$$w(k+1) = w(k) - \mu \nabla J(w) \quad (3.6)$$

L'application du gradient à la fonction coût exprimée dans (3.6), donne :

$$\begin{aligned} \nabla J(w) &= 2E \left\{ \left( |y(k)|^2 - 1 \right) \nabla \left( w^H x(k) x^H(k) w \right) \right\} \\ \nabla J(w) &= 2E \left\{ \left( |y(k)|^2 - 1 \right) \nabla \left( x(k) x(k)^H w \right)^* \right\} \\ \nabla J(w) &= 2E \left\{ \left( |y(k)|^2 - 1 \right) x^*(k) y(k) \right\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

En exploitant la propriété :

$$|y(k)|^2 = y(k) y(k)^* = w^H x(k) x^H(k) w \quad (3.8)$$

où  $x(k)$  est le signal incident sur le réseau à l'instant  $k$ , il inclue les interférences et bruits, et il est donné par :

$$x(k) = \sum_{i=1}^N x_i(k) + n(k) \quad (3.9)$$

L'équation de mise à jour du vecteur de pondération devient alors :

$$w(k+1) = w(k) - \mu x(k) \left( |y(k)|^2 - 1 \right) y^*(k) \quad (3.10)$$

où  $\mu$  est désigné comme étant le pas de progression et/ou paramètre de convergence. Il détermine la vitesse de convergence de l'algorithme et influence de façon décisive sa stabilité.

### 3.3.2 Initialisation du vecteur de pondération

La fonction coût  $J(w)$  de l'algorithme du module constant a un minimum local dans l'endroit où  $y(k) = 0$ . La valeur du gradient estimé atteint ici zéro, de sorte que l'algorithme CMA continue à faire l'adaptation tant que le vecteur de pondération n'est pas nul [36] :

$$w(k) \neq 0 \quad (3.11)$$

Ce point est non critique, puisqu'il ne présente pas un état stable de la procédure du gradient stochastique. Une petite modification du vecteur d'entrée (ex : par l'influence des bruits) suffira pour quitter cet état. Toutefois la condition (3.11) devrait être considéré lors de l'initialisation du vecteur de pondération. On ne peut pas choisir ainsi, comme par exemple dans l'algorithme LMS ; le vecteur nul comme vecteur de pondération initial, puisque l'algorithme ne démarre d'ailleurs pas du tout. Au moins un élément de  $w_0$  devrai être non nul.

Pour initialiser le vecteur  $w$ , on a considéré la sortie  $y(k)$  donnée par (2.9) :

$$y(k) = x(k) \cdot w^H(k).$$

En notation matricielle on a :

$$Y = W^H \cdot X$$

En supposant que le signal utile correspond à la première colonne de la matrice X on peut donner comme vecteur initial [37] :

$$w(0) = [1 \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \quad (3.12)$$

### 3.3.3 Auto-adaptation par le SGCMA

#### 3.3.3.1 Formulation du problème

En s'appuyant sur le formalisme adopté dans le chapitre 2 des réseaux auto-adaptatifs d'antennes et on exploitant l'équation de mise à jour du vecteur de pondération (3.6), qui peut être écrite sous la forme :

$$w(k+1) = w(k) + \mu x(k) \bar{\varepsilon} \quad (3.13)$$

où

$$\varepsilon = (|y(k)|^2 - 1)y^*(k) \quad (3.14)$$

on peut résumer le problème d'optimisation par le système suivant :

$$\begin{cases} y(k) = w(k)^H x(k) \\ \varepsilon = (|y(k)|^2 - 1)y^*(k) \\ w(k+1) = w(k) + \mu x(k)\bar{\varepsilon} \end{cases} \quad (3.15)$$

L'implémentation de l'auto-adaptation d'un réseau d'antennes par l'algorithme SGCMA est résumée dans l'organigramme suivant [38] :

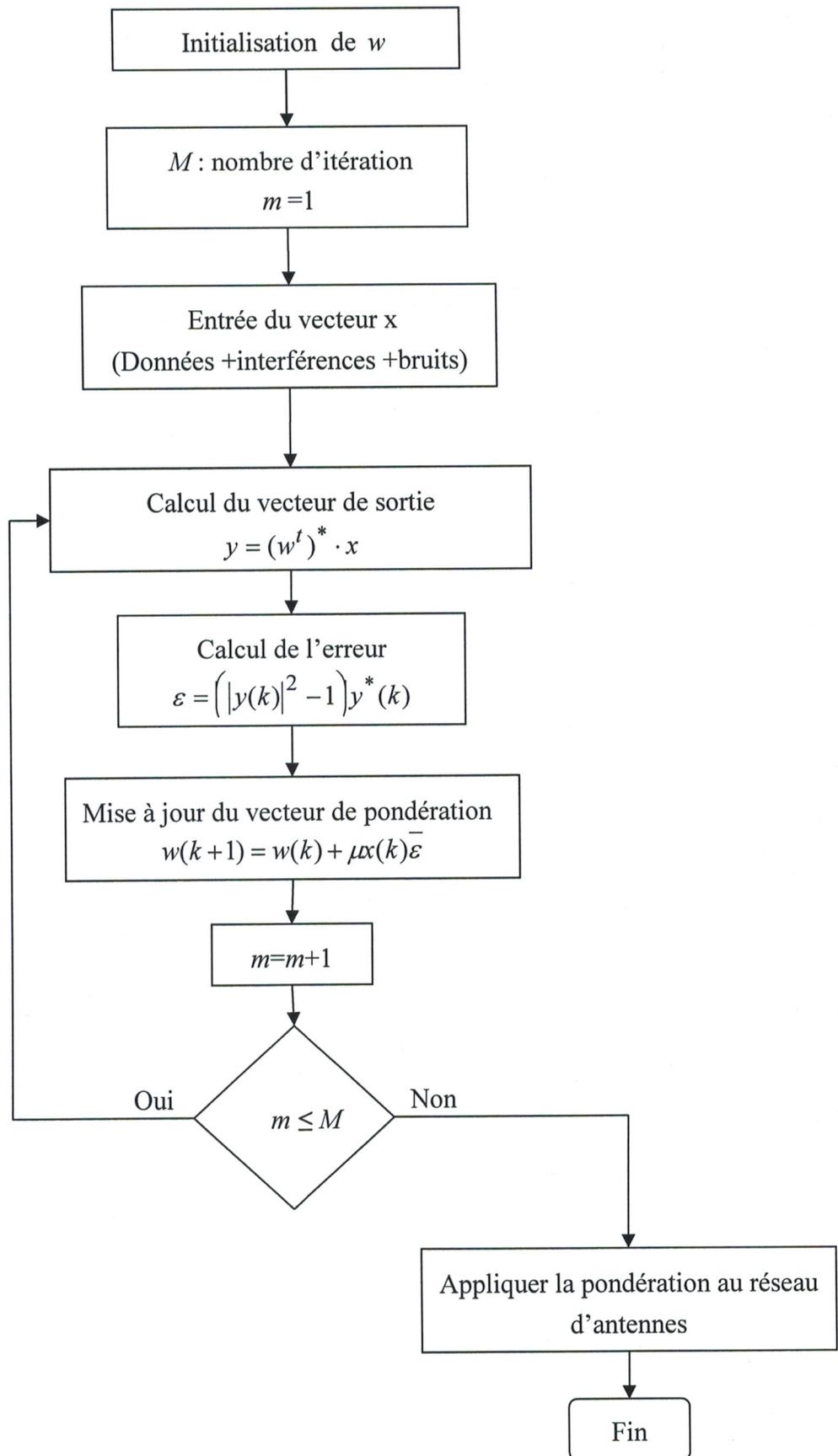


Figure 3-2 : Organigramme d'auto-adaptation par le SGCMA

### 3.3.3.2 Critères de performance

Pour pouvoir analyser les performances des algorithmes programmés, nous avons défini des critères de performance :

- Ces algorithmes seront jugés sur leur vitesse de convergence,
- sur la précision de pointage du lobe principal ainsi que le niveau des lobes secondaires,
- et sur la qualité des signaux captés, évaluée par la valeur du rapport signal sur interférences plus bruits (Annexe A).

Une visualisation du module et de la phase du signal en sortie est aussi proposée pour la comparer au signal émis. Ces critères de performances seront utilisés dans l'analyse de tous les algorithmes programmés dans ce travail.

### 3.3.4 Implémentation et résultats

#### 3.3.4.1 Réseaux rectiligne et uniformes d'antennes

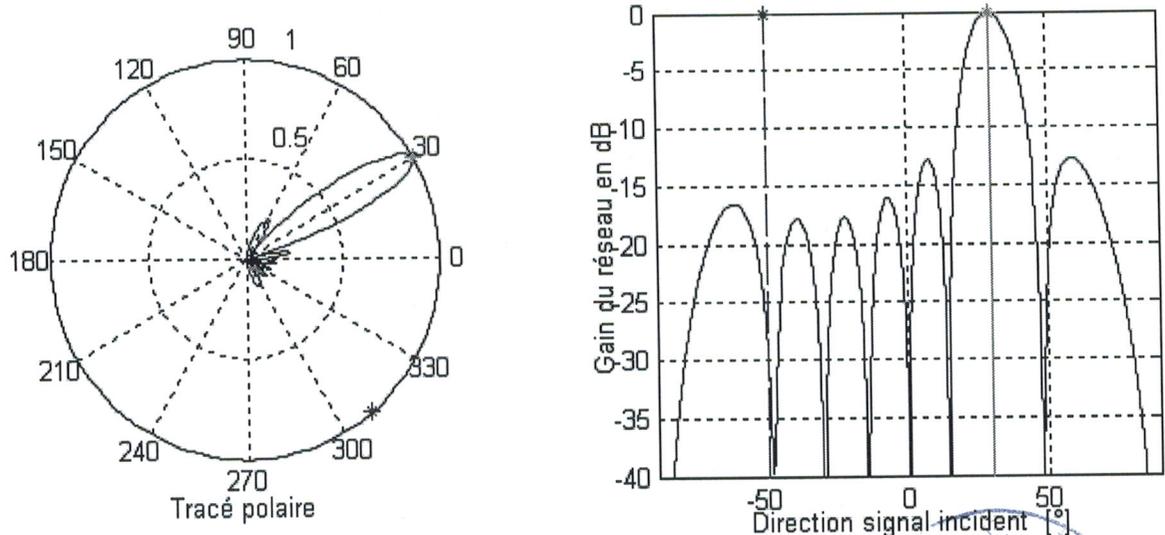
##### a) Environnement de simulation

Pour évaluer les performances de l'algorithme CMA, nous avons simulé en premier lieu l'adaptation d'un réseau rectiligne à 8 éléments rayonnants uniformément espacés de  $d = \lambda / 2$ . L'environnement de simulation est celui de MATLAB.

Dans les premières simulations, nous avons choisi un signal numérique de type BPSK (ANNEX B), de niveau 20dB. Ce signal a une direction d'incidence  $\theta$  de  $30^\circ$ . On suppose aussi l'incidence d'un brouilleur gaussien de même niveau que notre signal utile de direction  $-50^\circ$ . Pour exprimer les bruits thermiques dus aux composantes du système, on a ajouté un bruit additif de niveau 0dB uniformément réparti sur toutes les antennes.

##### b) Résultats de simulations

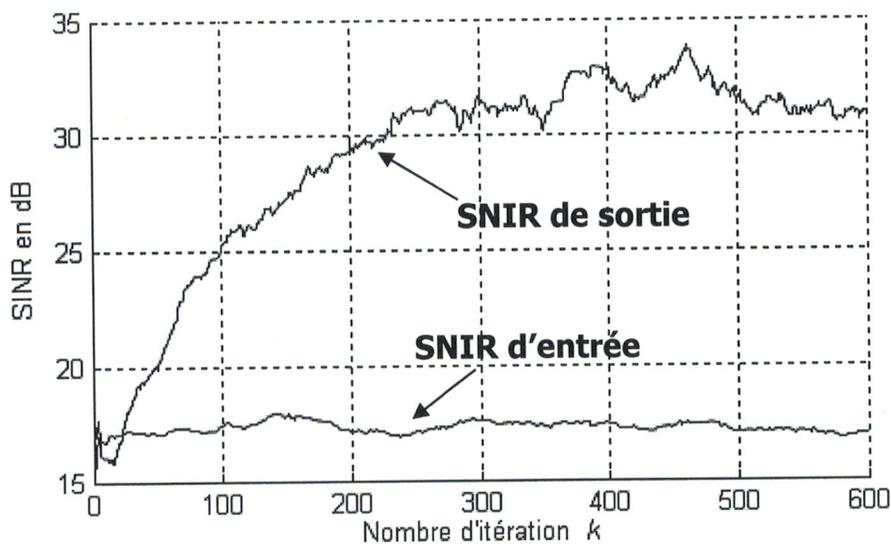
Plusieurs simulations ont été réalisées sous ces conditions, le diagramme de rayonnement obtenu et reporté sur la figure 3.3. On peut clairement voir que l'adaptation du réseau et effectuée avec succès dans la direction du signal utile.



**Figure 3-3 :** Diagramme de rayonnement après adaptation pour un signal utile BPSK de niveau 20dB et un brouilleur gaussien à  $-50^\circ$

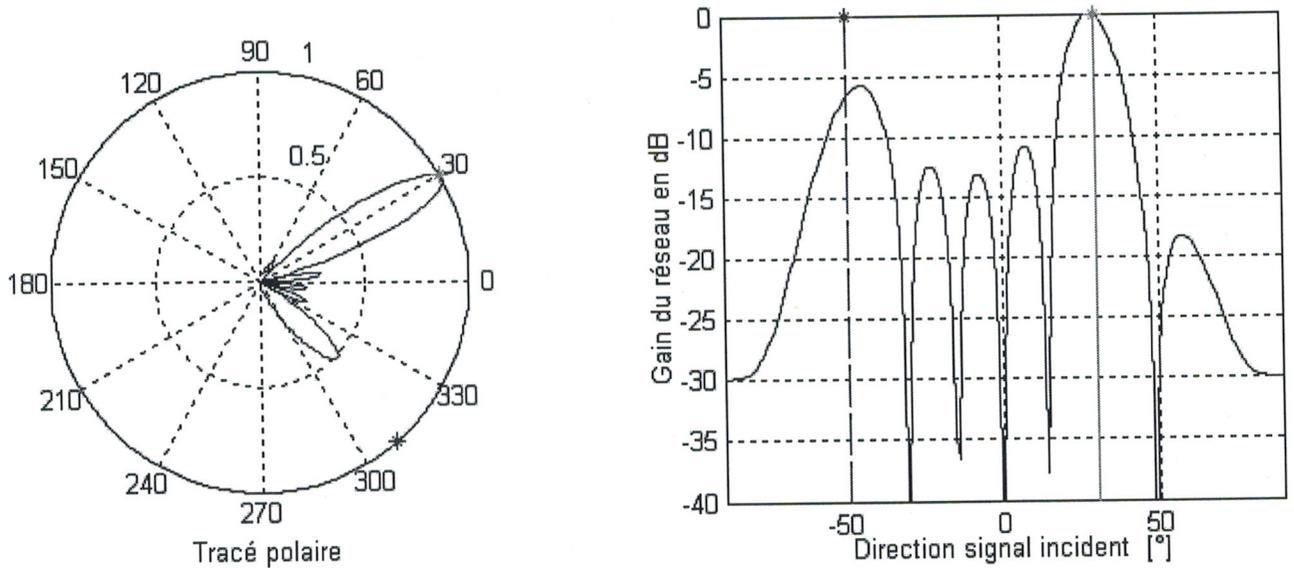
Le tracé polaire nous montre que le réseau détecte parfaitement le signal utile et que le brouilleur même si il n'est pas totalement rejeté est atténué à plus de -20dB (niveau qui est insignifiant) et ceci est largement suffisant.

La figure 3.4 nous montre l'évolution du SNIR de la sortie. Le SNIR relevé en sortie après adaptation et égale à 32dB et donc le niveau du signal utile est amélioré de 12 dB. Ceci est rarement atteint avec les algorithmes classiques comme le LMS.



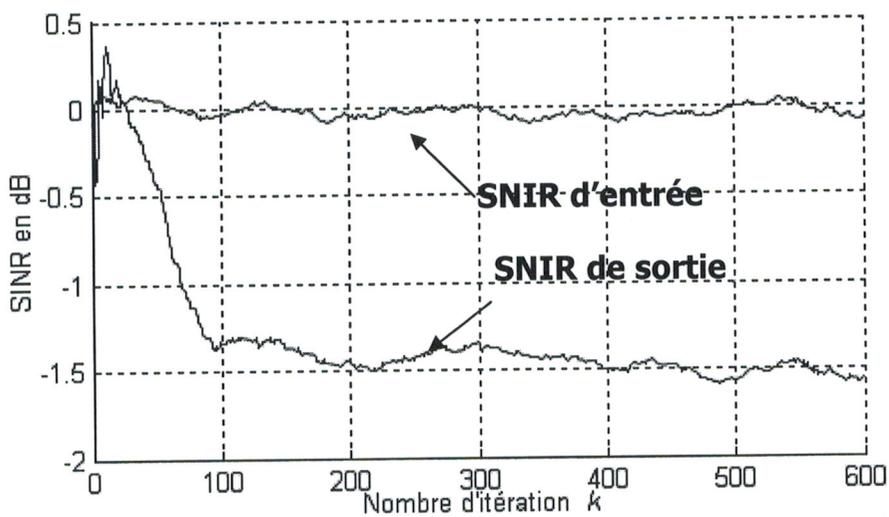
**Figure 3-4 :** Evolution du SNIR de sortie.

Une deuxième série de simulation a été réalisée pour le même signal utile et un brouilleur de module constant de niveau 20dB. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.5.



**Figure 3-5 :** Diagramme de rayonnement après adaptation pour un signal utile BPSK de 20dB et un brouilleur de module constant.

On peut voir sur cette figure que le signal utile est détecté mais il est très infecté par le brouilleur qui n'est pas bien atténué, et ceci est dû à sa caractéristique de module constant. La figure 3-6 donne un aperçu sur l'état du signal utile à la sortie, et elle confirme la remarque faite précédemment.



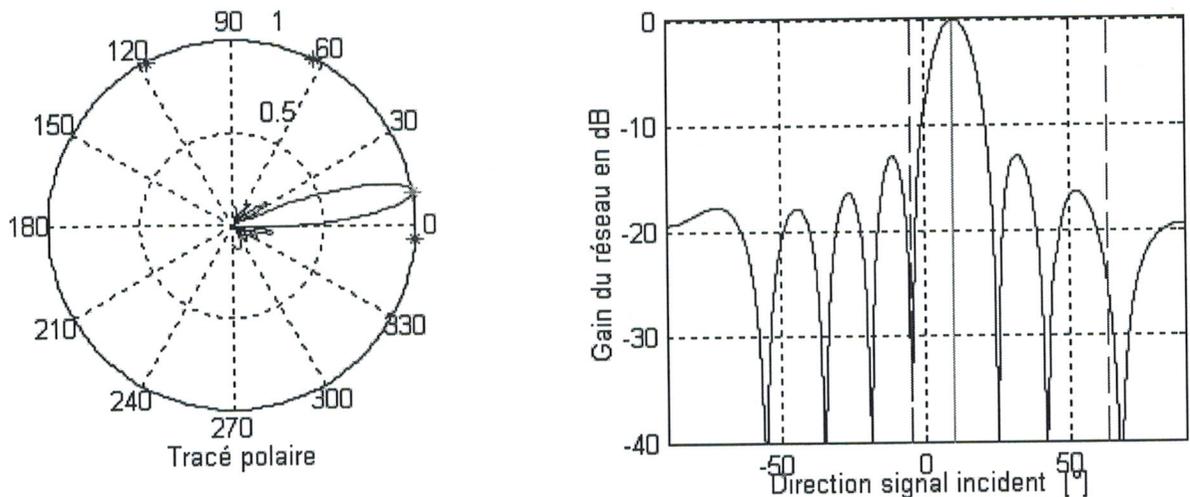
**Figure 3-6 :** Atténuation du niveau du signal utile

➤ Cas de plusieurs interférences

On a évalué jusqu'à maintenant les performances de l'algorithme pour une seule interférence, mais en réalité l'environnement présente plusieurs brouilleurs à la fois. Dans les simulations suivantes, nous allons évaluer les performances du CMA pour plusieurs interférences.

On suppose l'incidence d'un signal utile BPSK suivant la direction  $\theta = 10^\circ$  de niveau 20dB, et la présence au même temps de trois interférences gaussiennes de même niveau. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.7.

La figure 3.8 nous montre que le signal à l'entrée du réseau est infecté par le bruit mais l'algorithme arrive à une amélioration de 7 dB du rapport SNIR et donc à isoler le signal utile à module constant des interférences.



**Figure 3-7 :** Diagramme de rayonnement après adaptation pour un signal utile BPSK de 20dB, et trois interférences gaussiennes de même niveau de directions respectives :  $-5^\circ, 65^\circ, 119^\circ$ .

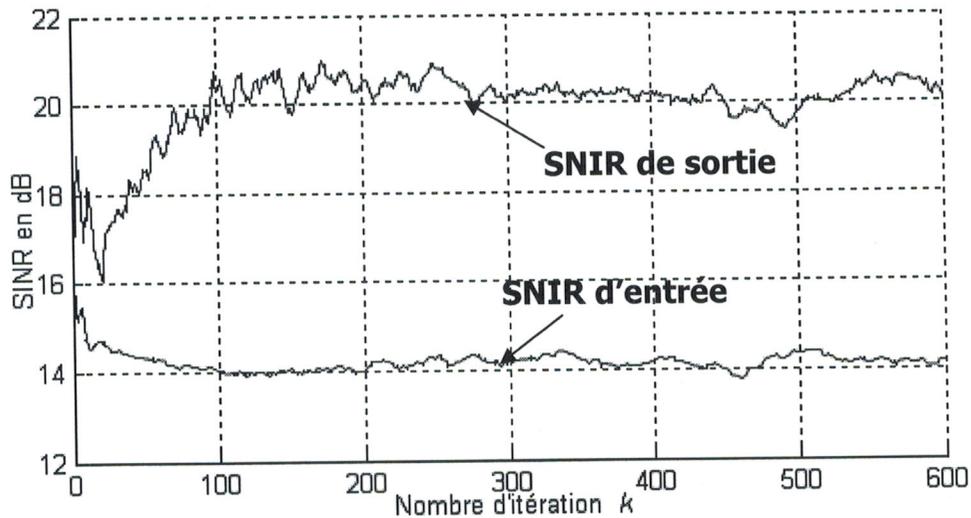


Figure 3-8 : Evolution du SINR

### 3.3.4.2 Réseaux circulaires uniformes d'antennes

Pour étendre l'application à l'adaptation de réseaux bidimensionnels, nous avons choisi d'appliquer l'algorithme à des réseaux circulaires et uniformes d'antennes très utilisés dans les télécommunications mobiles. Le cas des réseaux plans peut être directement extrapolé de l'étude réalisée sur les réseaux rectilignes, puisque le réseau plan n'est qu'un réseau de sous réseaux rectilignes.

#### a) Environnement de simulation

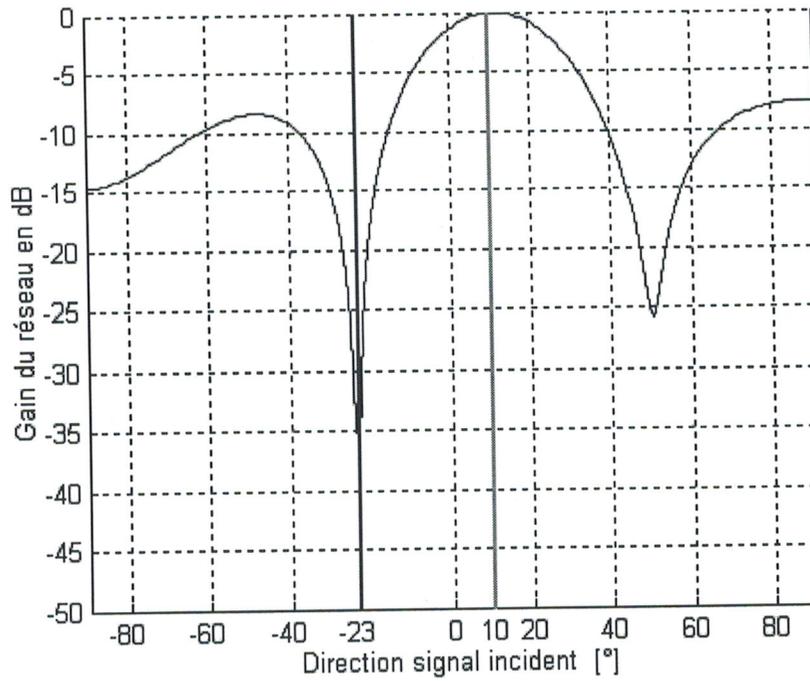
De la même manière que dans l'étude des réseaux rectilignes, on utilise un réseau de 10 éléments rayonnants uniformément répartis sur un cercle de rayon  $r = 0.1194$  m.

Dans la première simulation on suppose que le signal utile est un signal BPSK de direction d'incidence  $\theta_u$  et  $\phi_u$ , respectivement de  $10^\circ$  et  $0^\circ$ , de niveau 20dB. Une interférence gaussienne de direction d'incidence  $\theta_i$  et  $\phi_i$ , respectivement de  $-23^\circ$  et  $0^\circ$ , de niveau 20dB est aussi simulée plus un bruit additif de niveau 0dB uniformément réparti sur toutes les antennes du réseau.

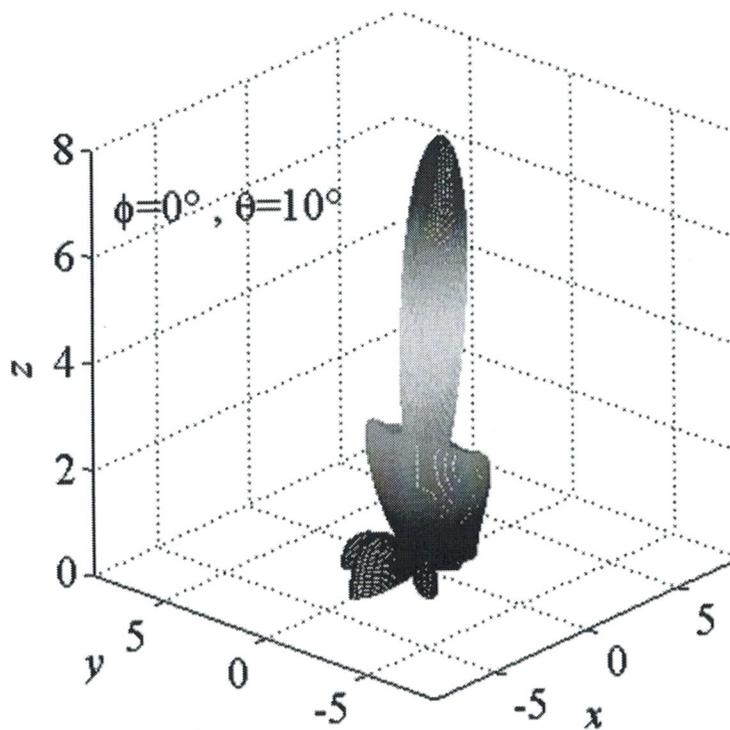
#### b) Résultats des simulations

Puisque l'on utilise des réseaux bidimensionnels, tous les diagrammes présentés sont des coupes suivant le direction angulaire  $\varphi$ .

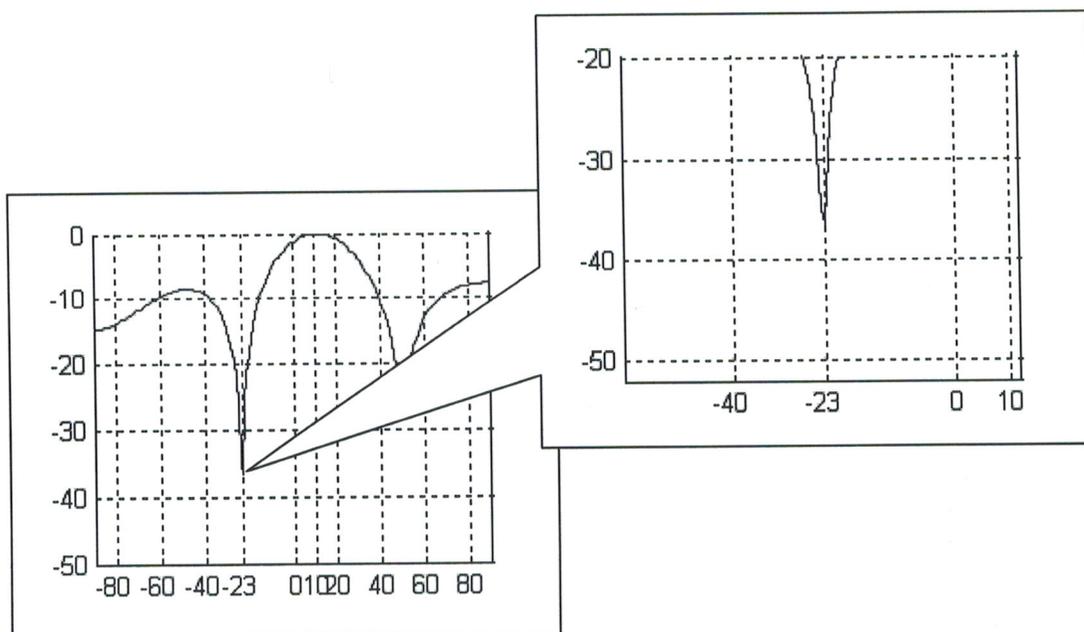
Les résultats obtenus après adaptation sont présentés ci-dessous (figure 3-9) :



**Figure 3.9 :** *Diagramme de rayonnement à 2 dimensions après adaptation*



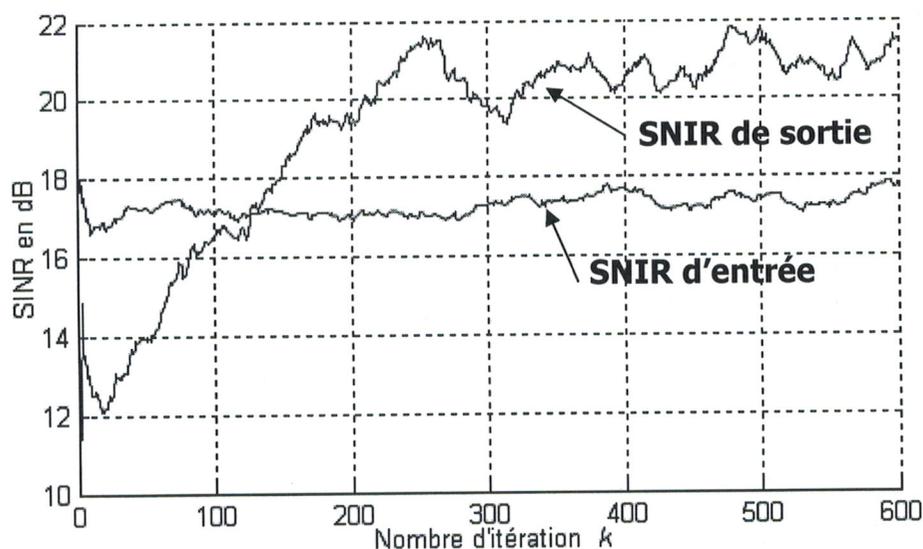
**Figure 3.10:** *Diagramme de rayonnement à 3 dimensions après adaptation*



**Figure 3-11 :** Taux de rejection de l'interference

On peut voir sur la figure 3.11 que le l'algorithme arrive à un taux de rejection de -37 dB de l'interference, tout en detectant le signal utile qui est amelioré à la sortie de 5dB (figure3.12).

Mais contrairement au reseau rectiligne et uniforme les niveaux des lobes secondaires sont grands et donc une perte de puissance existe lors de l'utilisation des reseaux circulaires. Une etude ulterieure va nous permettre de diminuer les niveaux des lobes secondaires.

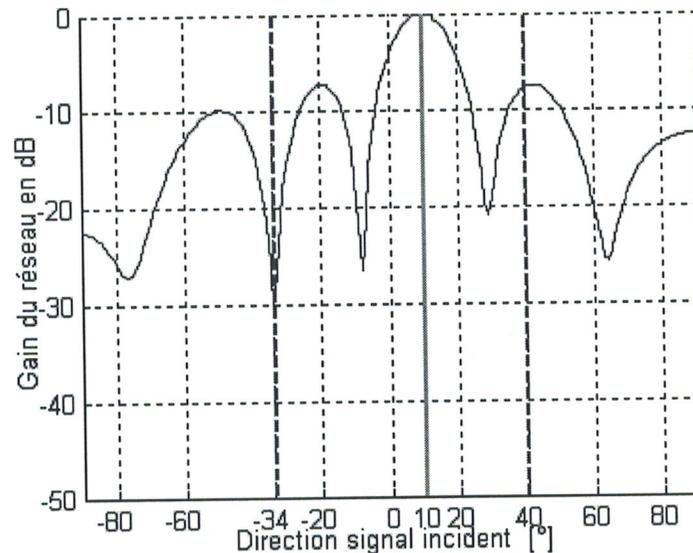


**Figure 3-12 :** Evolution de SNIR de la sortie

➤ **Cas de multiples interférences**

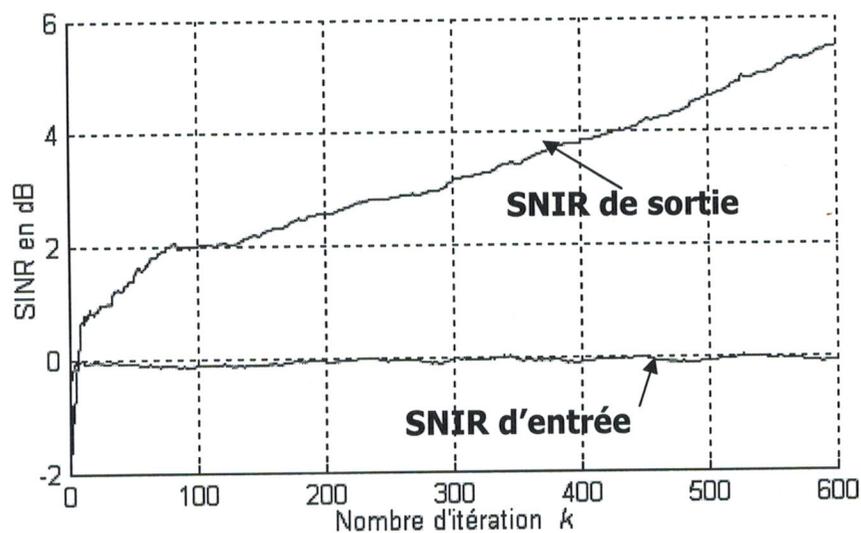
Comme on la déjà réalisé pour les réseaux rectilignes et uniformes, une extension de l'application du CMA aux réseaux circulaires consiste en une étude des comportements de l'algorithme dans un milieu à interférences multiples.

Dans les mêmes conditions que la première simulation, on a ajouté deux interférences de même niveau et de directions aléatoires. Les résultats sont présenté sur la figure 3.13.



**Figure 3-13 :** *Diagramme de rayonnement après adaptation*

On peut clairement voir sur la figure 3-13 que l'augmentation du nombre d'interférences altère les performances de l'algorithme qui n'est pas capable d'atténuer toutes les interférences, même s'il détecte le signal, le niveau de celui-ci est faible comme on peut le voir sur la figure 3.14.



**Figure 3.14 :** *Evolution du SNIR*

### 3.3.5 Discussions des résultats obtenus

Lors des simulations effectuées sur l'application du CMA à l'adaptation des réseaux rectilignes et uniformes ainsi qu'aux réseaux circulaires uniformes, plusieurs problèmes ont surgi :

- Comme remarque générale qu'on peut faire est que le CMA présente une grande instabilité.
- La convergence locale est fréquemment présente dans les simulations et les résultats sont obtenus après plusieurs essais,
- Les résultats obtenus pour des réseaux rectilignes et uniformes sont nettement plus intéressants que ceux obtenues avec les réseaux circulaires.

Ces différents problèmes rencontrés nous conduisent à dire que l'application du CMA tel qu'il est défini ne donne pas de résultats très encourageants. Ceci nous a poussé à étudier d'autres algorithmes de la même famille pour résoudre les problèmes d'instabilité, de convergence local et d'incapacité face aux brouilleurs à module constant.

## 3.4 Algorithme du module constant normalisé (NCMA)

### 3.4.1 Généralités

L'algorithme du module constant normalisé (NCMA) se présente comme étant une variante de l'algorithme du module constant (SGCMA). Il est distingué au même temps par une stabilité globale et une vitesse de convergence élevée.

Ces qualités sont obtenues par la variation du pas de convergence  $\mu$  en fonction du vecteur d'entrée  $x(k)$  et du vecteur de pondération  $w(k)$ . Cet algorithme développé par Hilal et Duhamel [39] était destiné à la correction de canal adaptatif par l'application de la technique du gradient stochastique sur la fonction coût du  $CM_{p,2}$  :

$$J_{p,2}(k) = E \left[ \left( |y(k)|^p - 1 \right)^2 \right] \quad (3.16)$$

$R_p$  est choisi ici aussi égale à 1, si on exige en plus que l'erreur  $\varepsilon(k)$  soit nulle à chaque échantillon, c'est-à-dire qu'on a :

$$\varepsilon(k) = \left| w^H(k+1)x(k) \right|^p - 1 = 0 \quad \forall k \quad (3.17)$$

Ce qui permet de déduire le vecteur de pondération dit *vecteur de pondération normalisé*.

### 3.4.2 Vecteur de pondération normalisé

Avec ces conditions, et après quelques transformations mathématiques et l'ajustement des paramètres  $p$  et  $q$  à 1 et 2 respectivement, on a l'équation récursive de mise à jour du vecteur de pondération de l'algorithme NCMA donnée par [40]:

$$w(k+1) = w(k) + \frac{1}{x^H(k)x(k)} x(k)y^*(k) \left[ 1 - \frac{1}{|y(k)|} \right] \quad (3.18)$$

Une forme légèrement plus générale du NCMA existe, est elle est donnée par [40]:

$$w(k+1) = w(k) + \frac{\tilde{\mu}}{x^H(k)x(k)} x(k)y^*(k) \left[ 1 - \frac{1}{|y(k)|} \right] \quad (3.19)$$

Comme on le voit, un paramètre supplémentaire  $\tilde{\mu}$  a été inséré dans la disposition d'adaptation. Ce paramètre qualifié de pas de convergence normalisé permet d'influencer la vitesse de convergence et la surface d'erreur CM et permet donc d'avoir des convergences dans certaines frontières de la surface erreur.

**Remarques :**

- Le NCMA reste absolument stable tant que le pas de convergence normalisé  $\tilde{\mu}$  respecte la condition :

$$0 < \tilde{\mu} < 2 \quad (3.20)$$

- La vitesse de convergence maximale du NCMA est atteinte pour  $\tilde{\mu} = 1$  [40].
- Pour des pas de convergences normalisé plus petits que 1, on peut avoir sous certaines conditions (environnement suffisamment stationnaire, initialisation du vecteur de pondération favorable) une diminution de l'erreur finale sur le module et de là une augmentation sur la valeur du SINR en sortie.

### 3.4.3 Implémentation et résultats

L'algorithme du module constant normalisé a été programmé pour les deux structures de réseaux d'antennes.

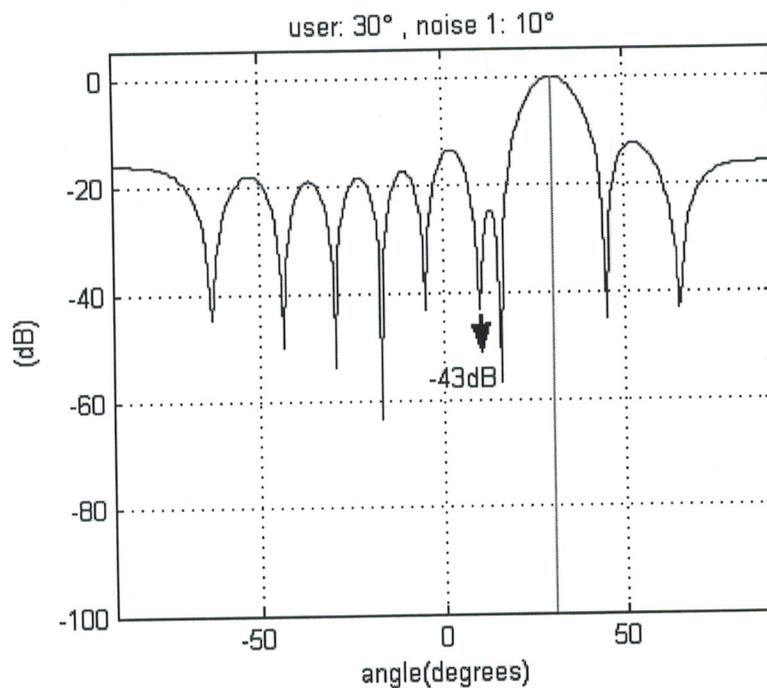
### 3.4.3.1 Réseaux rectilignes et uniformes d'antennes

La méthode NCMA a été programmée sous MATLAB pour un réseau rectiligne et uniforme d'antennes à 10 éléments espacés de  $d = \lambda/2$ .

Le signal utile est supposé être un signal modulé PSK (annexe B) de direction d'incidence de  $30^\circ$  et de niveaux de 20dB. L'interférence est gaussienne de direction  $10^\circ$  et de niveaux 20dB.

Un bruit additif uniformément réparti sur les éléments du réseau est aussi simulé.

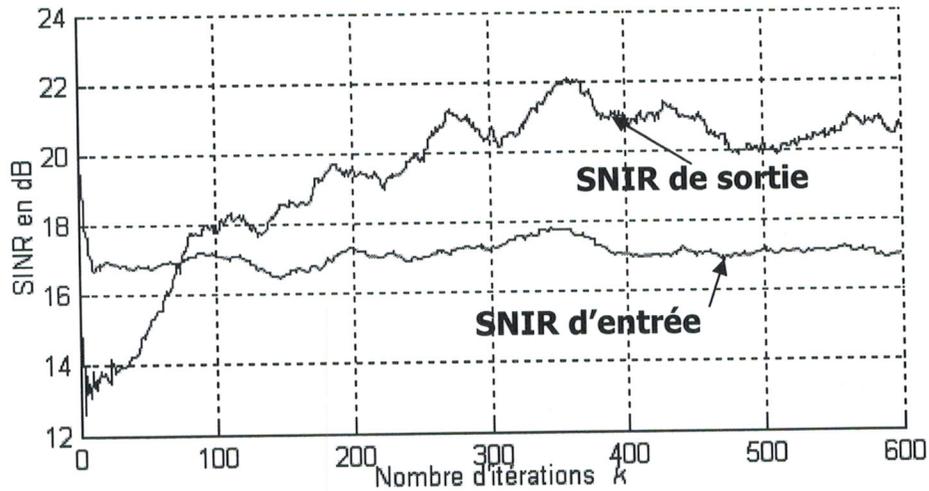
Les résultats obtenus sont présentés sur les figures suivantes



**Figure 3-15 :** Diagramme de rayonnement après adaptation pour un signal PSK de direction  $30^\circ$  et rejection d'interférence à  $10^\circ$

Comme on peut le voir sur le diagramme de rayonnement du réseau, l'algorithme NCMA arrive à détecter le signal utile de direction  $30^\circ$  et au même temps il rejette l'interférence à un niveau de -43dB.

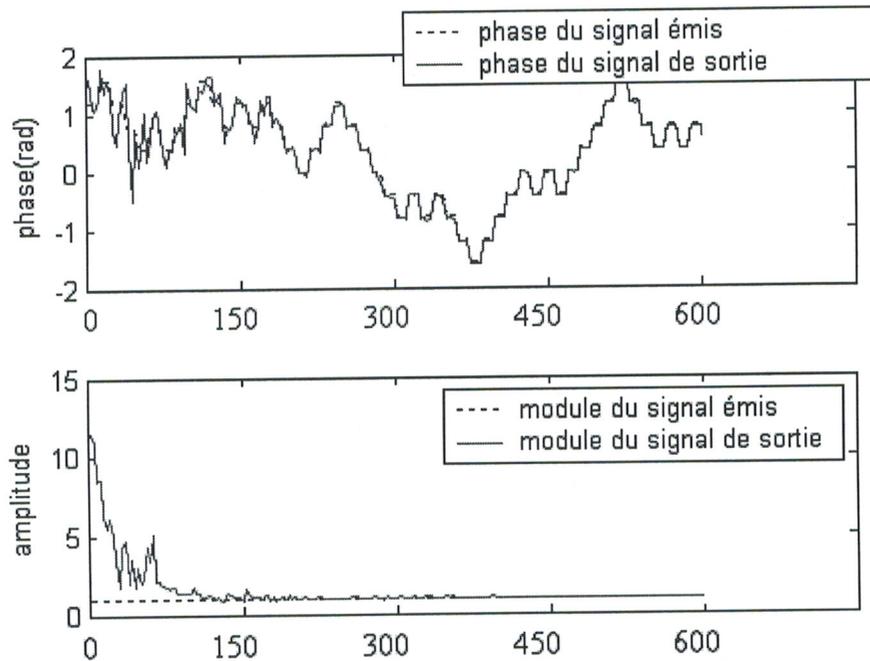
Ce niveau de rejection nous permet d'avoir un signal utile de bon niveau à la sortie du système. Ceci est confirmé par la représentation du SNIR sur la figure 3.16.



**Figure 3.16 :** Evolution du SNIR de sortie

Pour avoir une idée plus claire sur le signal utile après traitement, on a représenté le module et la phase du signal de sortie (figure 3.17).

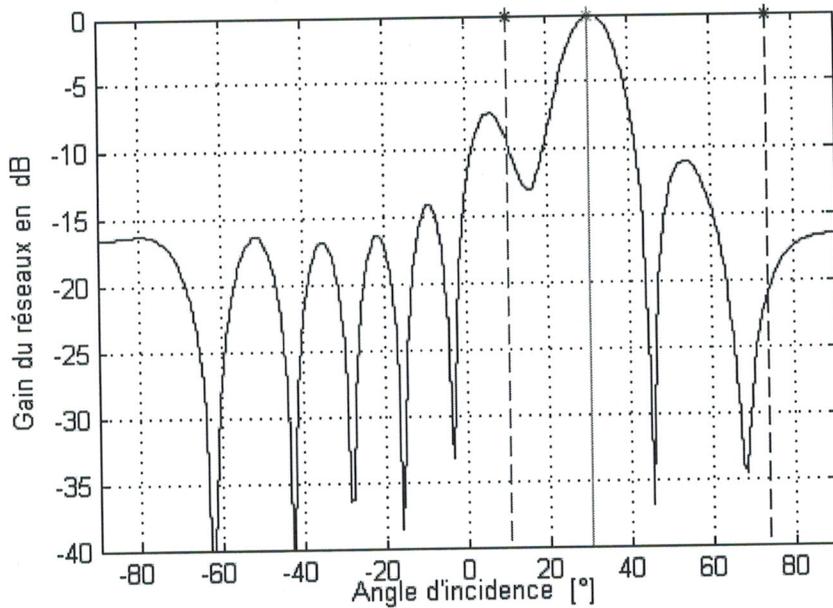
Cette figure nous montre que le signal utile détecté après adaptation a un module qui tend vers le module du signal généré à l'entrée avec une phase très proche de la phase d'entrée, donc on peut dire que l'algorithme arrive à détecter le signal utile et à le restaurer à la sortie.



**Figure 3.17 :** Evolution du module et de la phase du signal de sortie

➤ **Cas de multiples interférences**

Le NCMA est maintenant implémenté dans un milieu où il existe plusieurs interférences. On suppose pour cette simulation le même signal utile et deux interférences, l'une d'elles est une interférence à module constant de direction d'incidence de  $10^\circ$  et de niveau 20dB, l'autre est une interférence gaussienne de niveau 20dB et de direction  $73.6^\circ$ . Les bruits du système sont toujours simulés par un bruit additif uniformément réparti sur les éléments de niveau 0dB. Le diagramme de rayonnement résultant est reporté sur la figure 3.18.



**Figure 3-18 :** *Diagramme de rayonnement après adaptation*

L'algorithme arrive à adapter le diagramme de rayonnement à la direction du signal utile, mais le brouilleur à module constant n'est pas bien atténué et reste très présent à la sortie et ceci est démontré par la courbe d'évolution du SNIR (figure 3.19) qui montre, que le rapport à la sortie est faible et donc le signal est très infecté par le bruit.

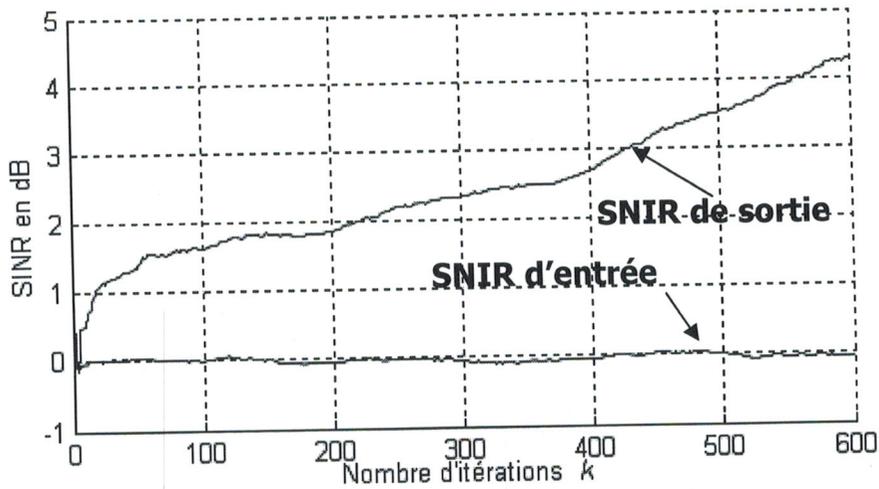


Figure 3-19 : Evolution SNIR de sortie

On peut faire la même remarque sur la figure 3.20, qui montre que le signal de sortie ne suit pas le signal d'entrée ni en amplitude ni en phase et donc le signal utile n'est pas bien détecté.

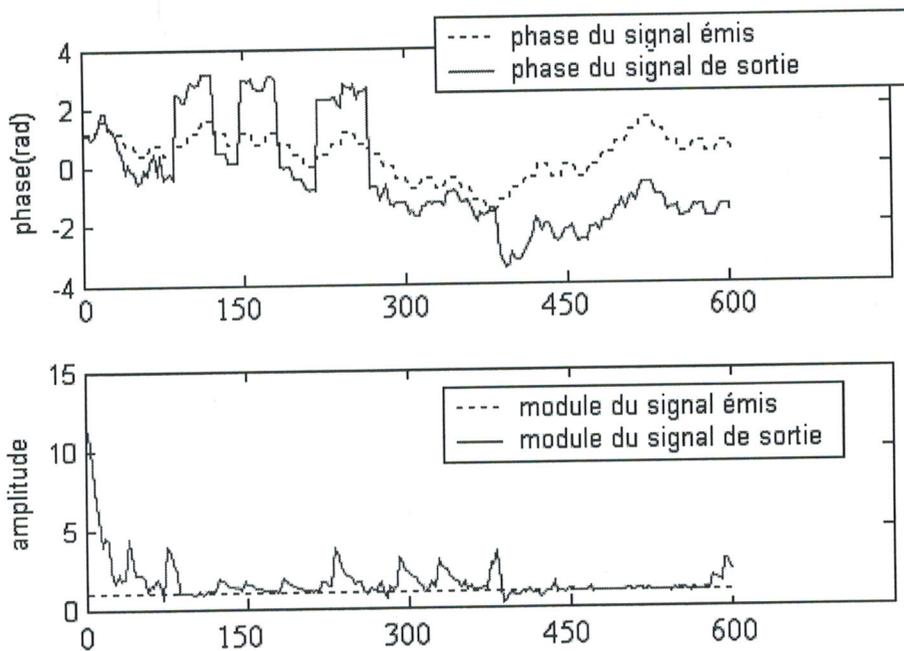


Figure 3.20 : Module et phase du signal de sortie

Une deuxième simulation à été réalisée pour un signal utile de direction  $5^\circ$  et de niveaux de 20dB et pour deux brouilleurs gaussiens de direction  $11^\circ$  et  $-20^\circ$  respectivement, et de même niveau que le signal utile.

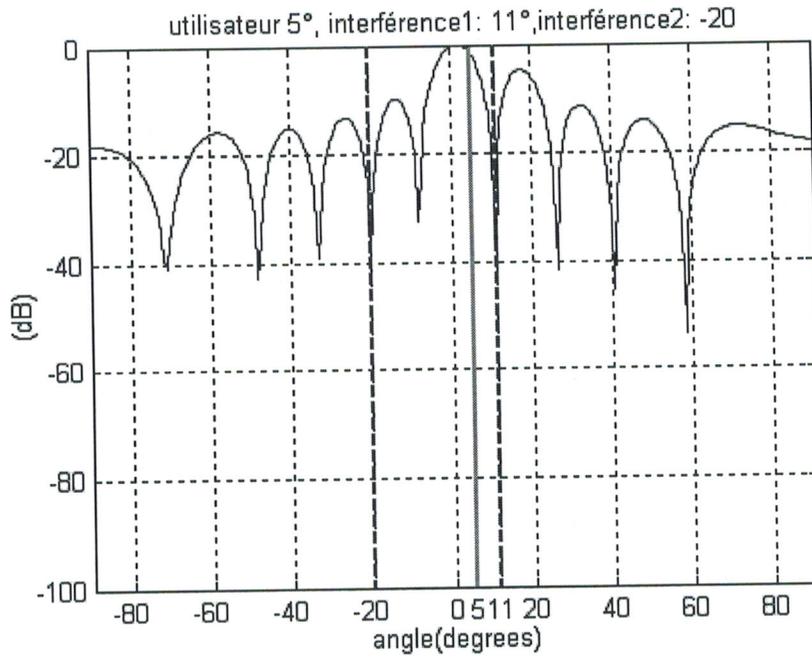


Figure 3-21 : Diagramme de rayonnement après adaptation

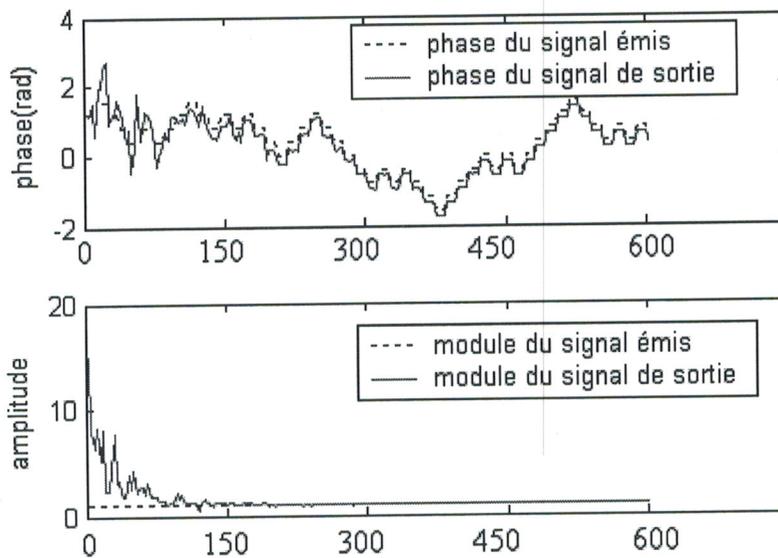


Figure 3.22 : Module et phase de sortie

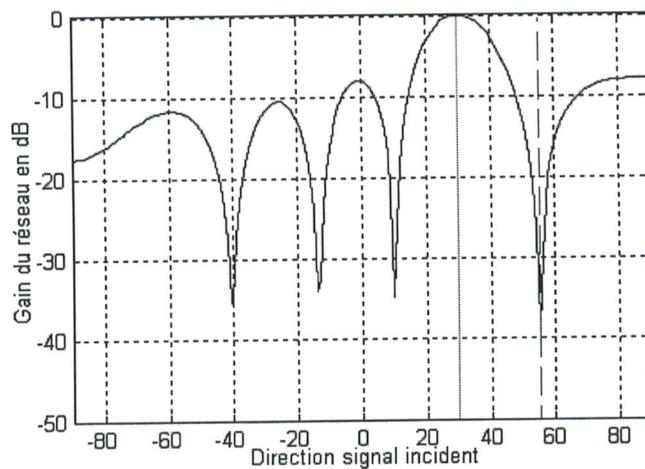
La figure 3.21 nous montre que les deux interférences sont rejetées avec des niveaux de -35dB et -46dB, et le signal suit parfaitement le signal d'entrée (figure 3.22), mais il existe une erreur de pointage de  $4^\circ$  ainsi qu'une élévation des lobes secondaire plus importante que dans les cas précédents. Ceci est dû à la *résolution spatiale* qui est le pouvoir de séparation angulaire entre l'interférence et le signal utile.

### 3.4.3.2 Réseaux circulaires et uniformes d'antennes

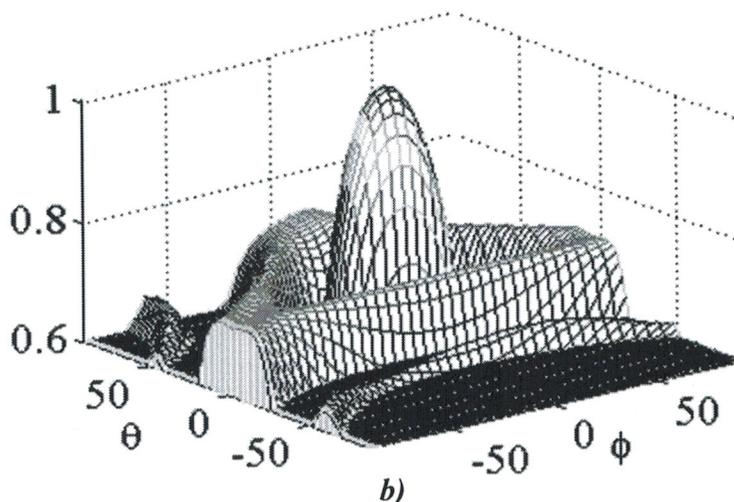
Pour l'extension de notre étude, nous avons appliqué le NCMA à un réseau d'antennes de topologie circulaire et uniforme.

On suppose un réseau d'antennes à 15 éléments uniformément disposés sur un cercle de rayon 0.179 m, un signal utile PSK de direction d'arrivée  $\theta_u = 25^\circ$ ,  $\varphi_u = 10^\circ$  et d'un niveau de 20dB, un brouilleur gaussien de direction  $\theta_I = 53^\circ$ ,  $\varphi_I = 10^\circ$  et de niveau 20dB. Les résultats des simulations sont reportés sur les figures 3.23, 3.24 et 3.25.

Nous remarquons que le signal utile est détecté par le réseau et suit parfaitement le signal d'entrée avec un niveau de 33.5 dB à la sortie. L'interférence est atténuée à -32 dB.

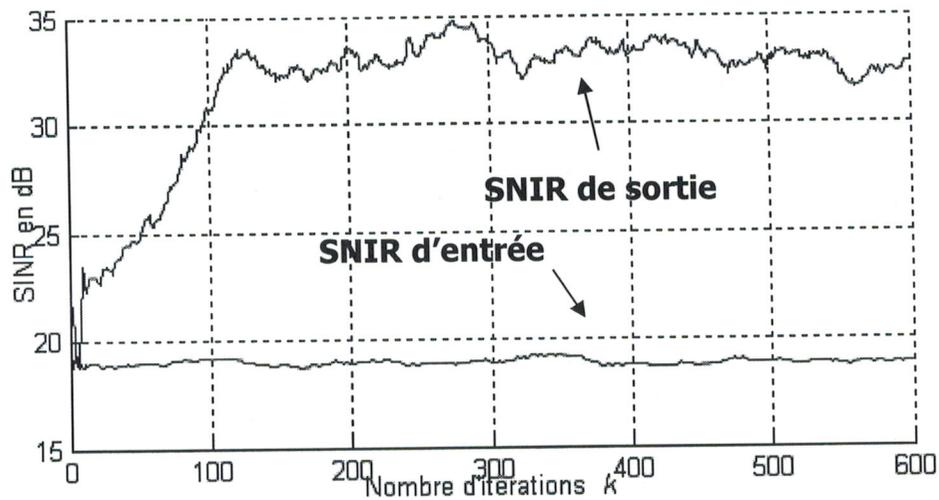


a)

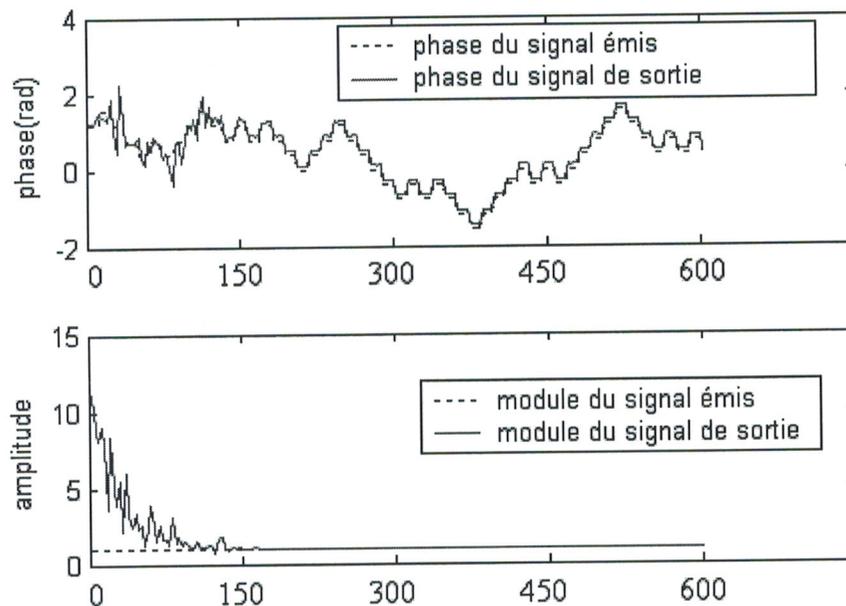


b)

**Figure 3.23 :** Diagramme de rayonnement après adaptation pour un signal à  $30^\circ$  et une interférence  $53^\circ$  : a) 2 dimension, b) 3 dimension.

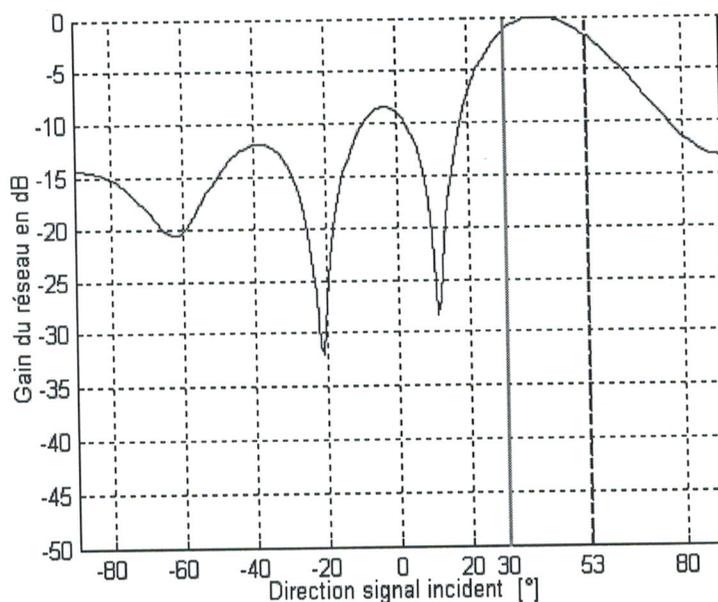


**Figure 3.24 :** Evolution du SNIR de sortie

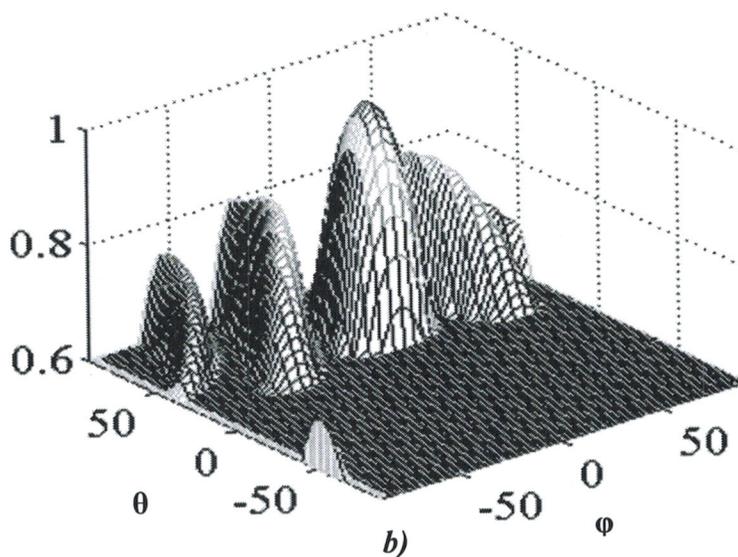


**Figure 3.25:** Module et phase du signal de sortie

Une deuxième simulation est réalisée dans les mêmes conditions mais avec un brouilleur à module constant de même direction et de même niveau. Le diagramme de rayonnement résultant de cette simulation est donné sur la figure 3.26.



a)



b)

**Figure 3-26 :** Diagramme de rayonnement après a) 2dimension, b) 3dimension.

On peut voir sur cette figure que le réseau n'arrive pas à détecter le signal utile seul mais il y a formation d'un large lobe principale qui englobe le signal utile et l'interférence, ceci a une influence sur la qualité du signal de sortie qui est très détérioré (figure 3.27).

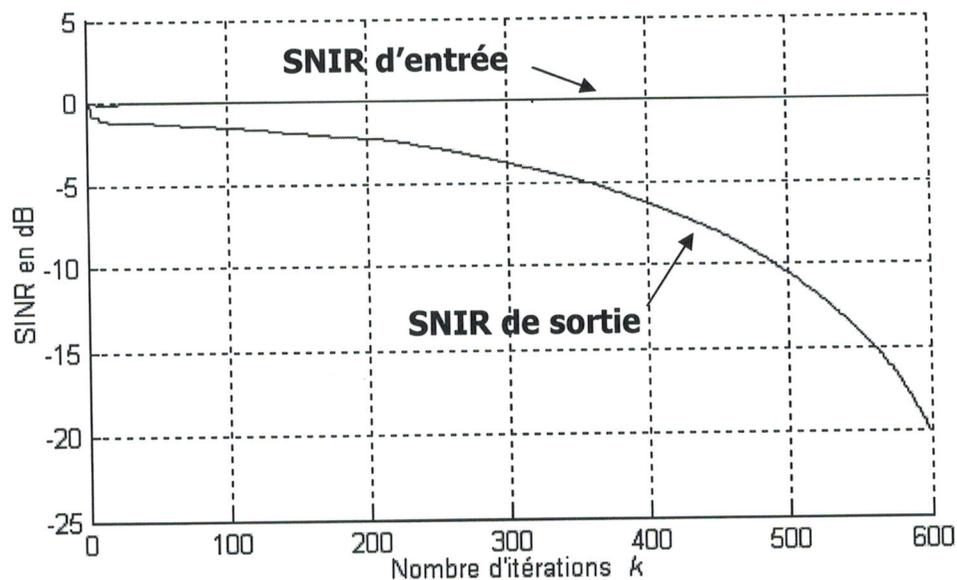


Figure 3.27 : Evolution du SNIR de sortie

➤ Cas de multiples interférences

Maintenant le réseau est simulé pour plusieurs interférences. On suppose disposer du même réseau circulaire des simulations précédentes, ainsi que d'un signal PSK de direction  $\theta = -20^\circ$ ,  $\varphi = 10^\circ$  de niveaux 20dB et de deux interférences gaussiennes générées aléatoirement de niveaux 20dB. La figure 3.28 montre clairement une adaptation du diagramme de rayonnement ainsi qu'une atténuation des deux interférences à  $-42^\circ$  et  $51^\circ$ .

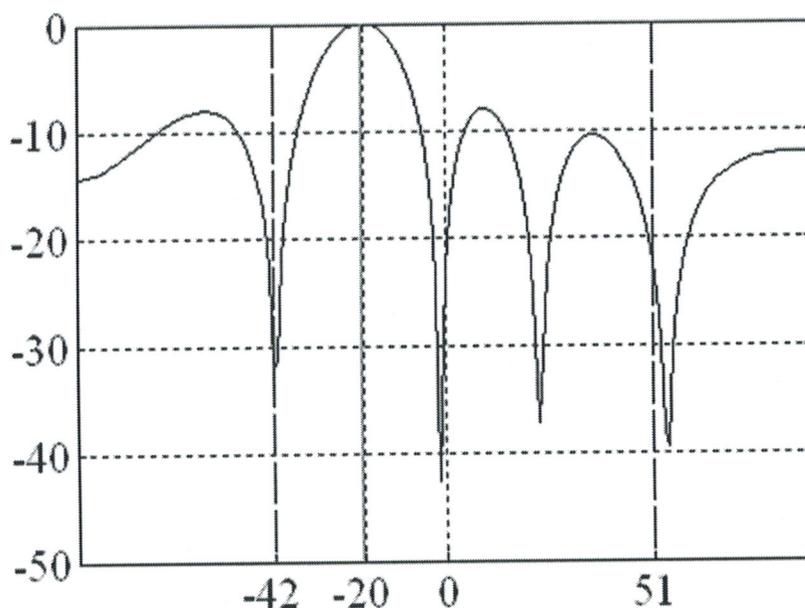


Figure 3-28 : Diagramme de rayonnement après adaptation

Le signal utile à la sortie a un niveau acceptable mais l'amélioration n'est pas aussi importante que pour un réseau rectiligne et uniforme.

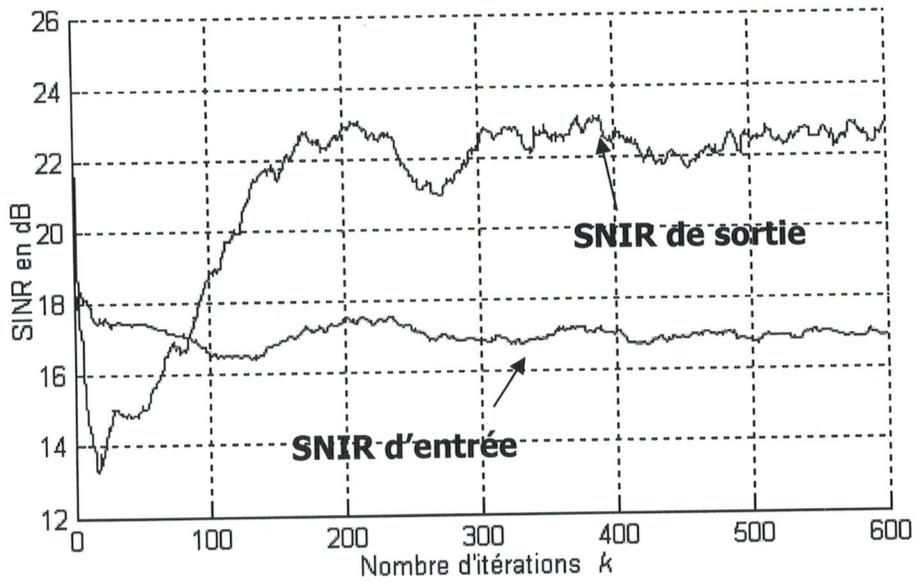


Figure 3-29 : Niveau du SNIR a la sortie

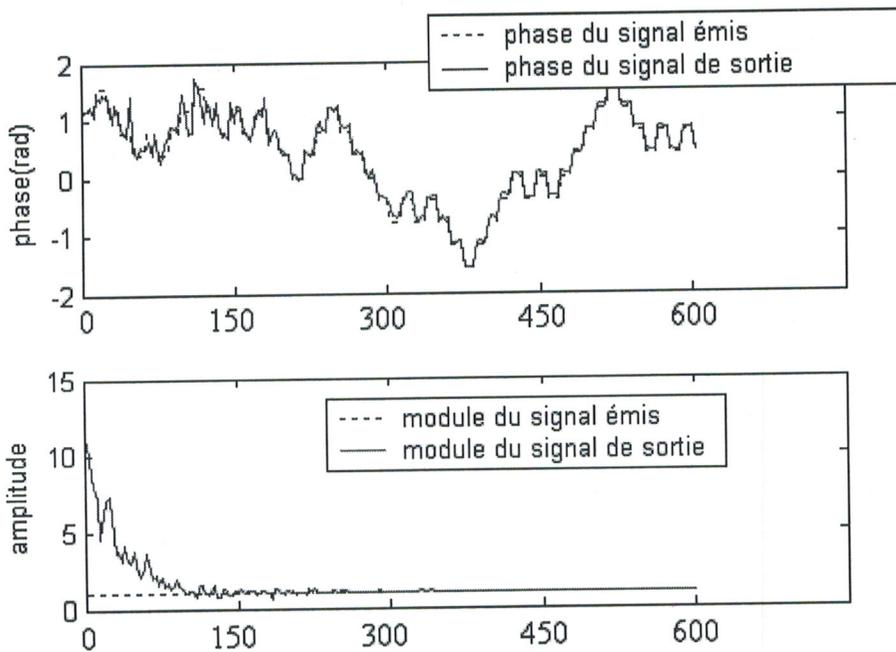


Figure 3-30 : Module et phase de sortie

### 3.4.4 Discussions des résultats obtenus

L'application de l'algorithme du module constant normalisé pour l'adaptation de réseaux d'antennes à donner de bons résultats. On a remarqué lors de ces essais une grande stabilité par rapport à l'algorithme du module constant ainsi qu'une convergence globale assurée. Les temps de convergence sont nettement plus courts que lors des simulations avec le CMA, et ne dépassent pas 2 minutes.

Avec l'algorithme NCMA on est arrivé à diminuer l'effet des brouilleurs à module constant comparé à l'algorithme CMA.

## 3.5 Algorithme du module constant au sens des moindres carrés (LSCMA)

L'algorithme du module constant au sens des moindres carrés (**Least Squares Constant Modulus Algorithm en anglais**), est l'une des variantes du SGCMA la plus rapide en terme de vitesse de convergence. Elle est caractérisée en plus par une stabilité et une convergence globale pour des signaux d'entrées linéairement indépendants.

Contrairement au SGCMA le LSCMA ne se base pas sur le gradient stochastique, mais il fait un calcul déterministe bloc-par-bloc de la fonction coût donnée par [41] :

$$J_{LSCMA}(w) = \sum_{i=0}^{B-1} [|y(nB+i)| - 1]^2 \quad (3.21)$$

où

$$y(nB+i) = w^H(n)x(nB+i) \quad (3.22)$$

Comme on peut le constater dans l'équation (3.21), la fonction coût  $J_{LSCMA}(w)$  est une sommation sur la surface erreur  $CM_{1,2}$  déterminé dans un bloc  $B$  pour chaque échantillon.  $B$  ici est la longueur du bloc,  $y(nB+i)$  est le signal de sortie au moment  $k = nB+i$  et  $w(n)$  est la mise à jour bloc-par-bloc du vecteur de pondération et qui est donnée par :

$$w(n+1) = \hat{R}_{-xx}^{-1}(n) \hat{r}_{xd}(n) \quad (3.23)$$

$R_{xx}(n)$  désigne la matrice de corrélation estimé à partir du vecteur d'entrée  $x(k)$  dans le bloc  $n$ . elle est donnée par :

$$\hat{R}_{xx}(n) = \frac{1}{B} \sum_{i=0}^{B-1} x(nB+i)x^H(nB+i) \quad (3.24)$$

$\hat{r}_{xd}(n)$  exprime la matrice d'inter-corrélation, est elle donnée par :

$$r_{xd}(n) = \sum_{i=0}^{B-1} x(nB+i)d(nB+i) \quad (3.25)$$

où

$$d(nB+i) = \frac{y^*(nB+i)}{|y(nB+i)|} \quad (3.26)$$

Le vecteur de pondération va minimiser l'erreur quadratique moyenne donnée par :

$$mse = \left\langle \left| d_k(n) - w_{k+1}^H \right|^2 \right\rangle_B \quad (3.27)$$

$\langle \cdot \rangle$  dénote la moyenne temporelle. Le processus de minimisation va continuer jusqu'à ce que la variation du vecteur de pondération est plus petite qu'une quantité infinitésimale, où les ondulations de l'enveloppe deviennent suffisamment petites. Le seul paramètre qu'il faut déterminer lors de l'utilisation du LSCMA, est la dimension du bloc  $B$ . La détermination de  $B$  dépend de plusieurs facteurs [42], qui incluent la vitesse d'évolution de l'environnement et la capacité de traitement disponible. La dimension de  $B$  doit être aussi égale ou plus grande que le nombre d'éléments d'antennes qui compose le réseau, et donc doit satisfaire la condition donnée par :

$$B \geq N \quad (3.28)$$

Le LSCMA a plusieurs caractéristiques qui le différencier des algorithmes CM<sup>1</sup> précédant :

1. Le LSCMA est théoriquement absolument stable pour des signaux linéairement indépendants, et pour une dimension de  $B$  qui satisfait la condition (3.28).
2. La vitesse de convergence de l'algorithme dépend essentiellement de la dimension du bloc  $B$ , qui agit comme le pas de convergence du gradient stochastique, et donc l'augmentation de la dimension de  $B$  augmente la vitesse de convergence mais conduit a une erreur finale très élevée.
3. Le LSCMA est caractérisé par des temps de convergence très faibles, ce qui veut

---

<sup>1</sup> CM : Constant modulus

dire que l'algorithme n'a besoin ainsi que de quelques échantillons pour calculer la mise à jour du vecteur de pondération.

Les points cités dans ce paragraphe seront développés avec plus de détails dans les simulations réalisées.

### 3.5.1 Simulations et résultats

Comme pour les deux algorithmes précédents l'algorithme LSCMA a été simulé pour deux structures de réseaux d'antennes différentes, mais vu l'indépendance des résultats de la géométrie du réseau en présente ici que le réseau rectiligne et uniforme.

#### a) Réseau rectiligne et uniforme

Pour évaluer les performances de l'algorithme LSCMA, nous avons simulé sous MATLAB l'adaptation d'un réseaux rectiligne à 8 élément rayonnant uniformément espacés de  $d = \lambda/2$ .

Dans les premières simulations, on a supposé disposer d'un signal numérique modulé en phase (précisément un signal BPSK, ANNEX B), de niveaux 20dB. Ce signal est de direction d'incidence  $\theta_u$  de  $30^\circ$ . On suppose aussi l'incidence d'un brouilleur gaussien de même niveau que notre signal utile et de direction  $\theta_I$  de  $55^\circ$ . Pour exprimer les bruits thermiques dûs aux composants du système, on a ajouté un bruit additif de niveau 0dB uniformément réparti sur toutes les antennes. La dimension du bloc de traitement  $B$  est égale à 32.

Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 3.32 et 3.33. On peut clairement voir sur les figures que l'algorithme LSCMA arrive à adapter le réseau toute en rejetant l'interférence avec un taux de réjection égal à -30 dB. L'évolution du SNIR reportée sur la figure 3.33 nous révèle des taux d'améliorations intéressants du signal utile à la sortie du réseau. Une stabilité et des vitesses de convergence comparables aux performances du NCMA sont aussi remarquées.

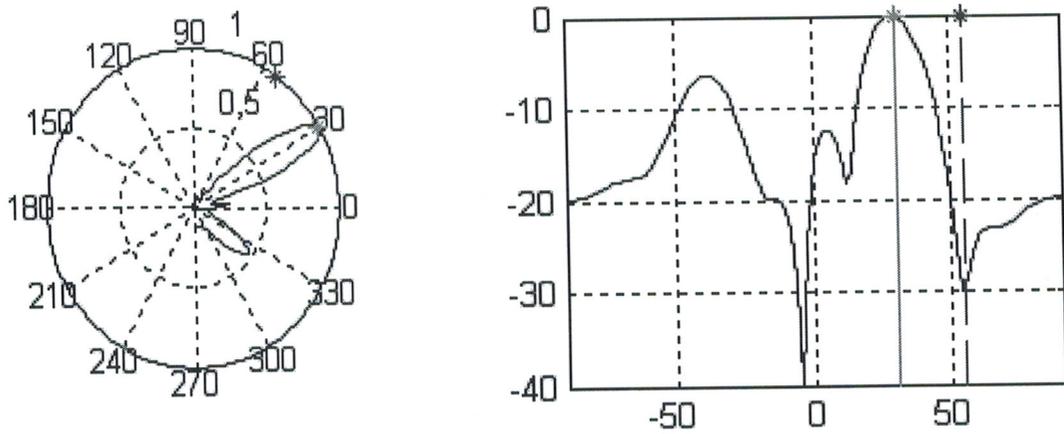


Figure 3-31 : Diagramme de rayonnement après adaptation par le LSCMA

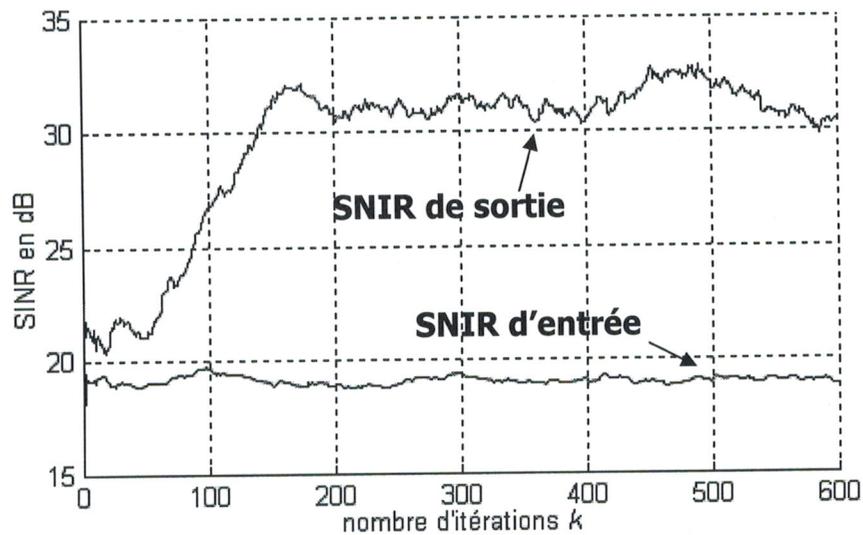


Figure 3-32 : Evolution du SNIR de sortie

Une deuxième simulation a été réalisée dans les mêmes conditions avec un signal utile incident d'une direction  $\theta_u = -20^\circ$  et un brouilleur de direction  $\theta_I = -55^\circ$ .

Les résultats obtenus sont similaires à la première simulation et le taux de rejection est le même.

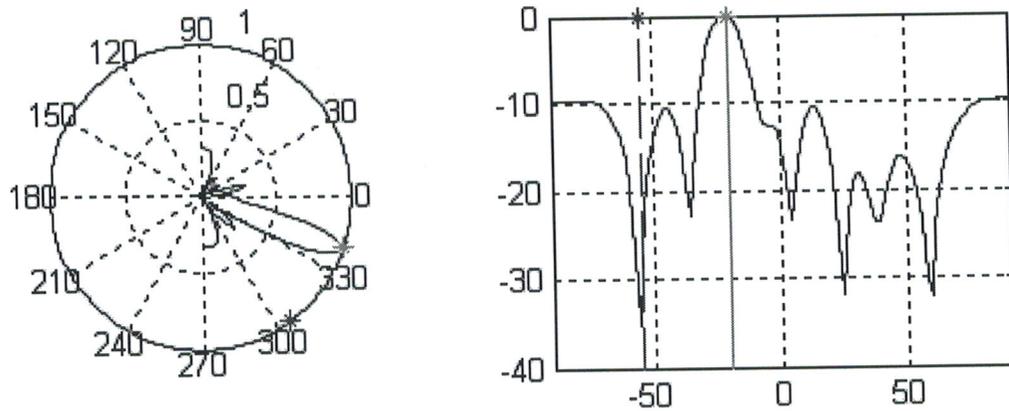


Figure 3-33 : Diagramme de rayonnement après adaptation

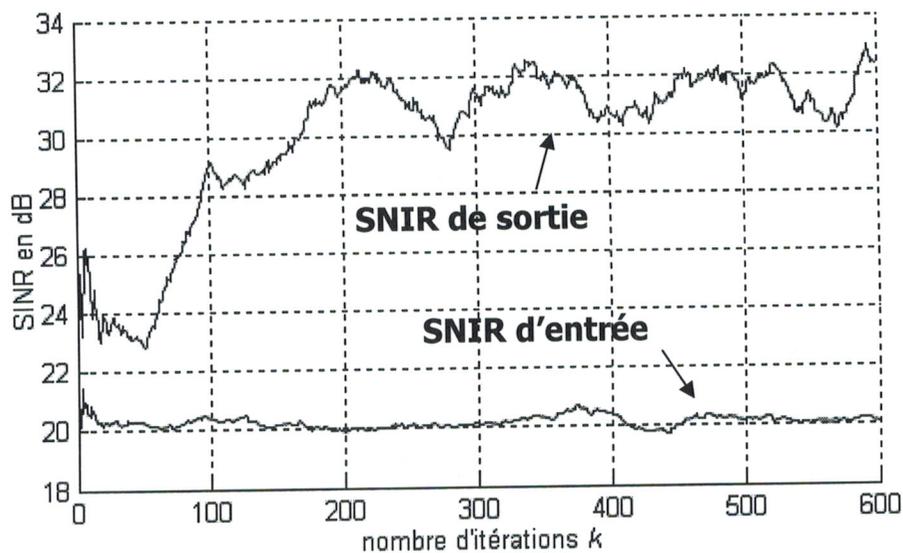
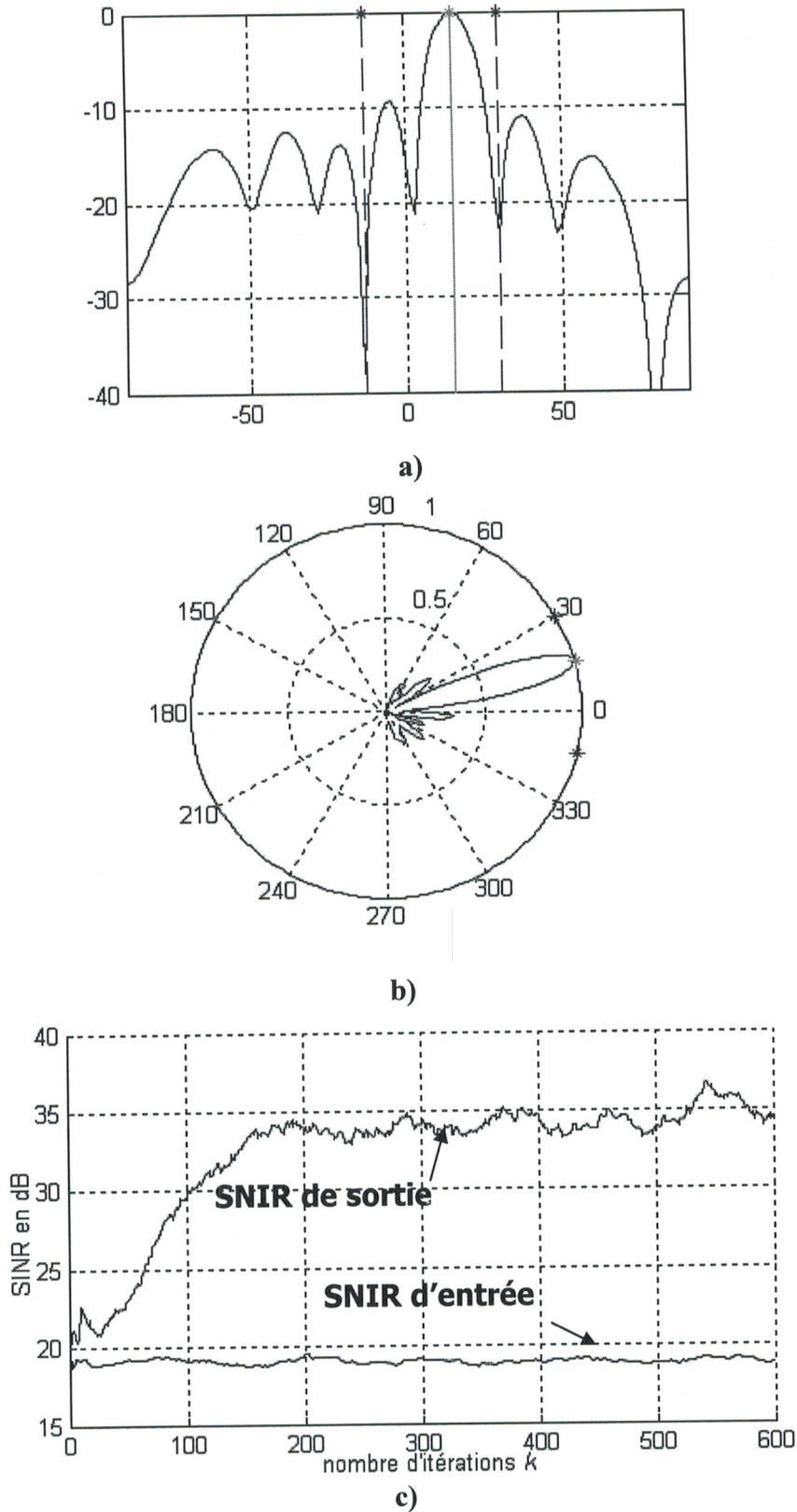


Figure 3-34 : Evolution du SNIR de sortie

➤ **Cas de multiples interférences**

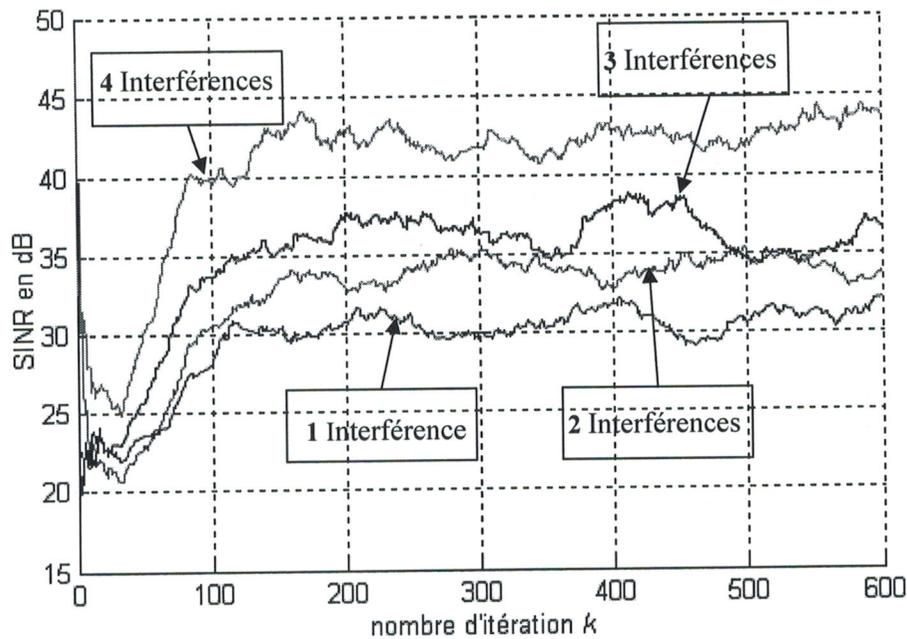
Pour évaluer les performances de l'algorithme LSCMA dans un milieu pourvu de brouilleurs, on a simulé l'adaptation du réseau précédant pour un signal utile modulé PSK de direction d'incidence  $\theta_u = 15^\circ$  et de niveaux de 20dB, et pour deux brouilleurs de directions respectives  $\theta_{I1} = -14^\circ$  et  $\theta_{I2} = 30^\circ$ .



**Figure 3-35 :** Adaptation d'un réseau rectiligne et uniforme d'antenne par le LSCMA pour :  $\theta_u = -20^\circ$ ,  $\theta_{I1} = -14^\circ$  et  $\theta_{I2} = 30^\circ$ .  
 a) Tracé polaire du diagramme de rayonnement.  
 b) Diagramme de rayonnement.  
 c) Evolution du SNIR..

Les résultats obtenus sont satisfaisants puisque l'algorithme arrive à détecter le signal utile et à rejeter les deux interférences avec un niveau de  $-38\text{dB}$  et  $-24\text{dB}$ . Mais la remarque la plus importante à faire est que le rapport signal sur bruit s'est amélioré comparé au cas d'une seule interférence.

Pour généraliser la remarque précédente, on a évalué le SNIR de sortie pour différents nombres d'interférences de mêmes natures. Les résultats sont reportés sur la figure 3-37 :



**Figure 3-36:** Evolution du SNIR pour différents nombres d'interférences

La comparaison entre les quatre tracés nous confirme la remarque faite précédemment, et montre que le LSCMA est très adapté pour un milieu à plusieurs interférences ou, par exemple, un milieu à trajet multiples.

### 3.6 Comparaison entre le NCMA et le LSCMA

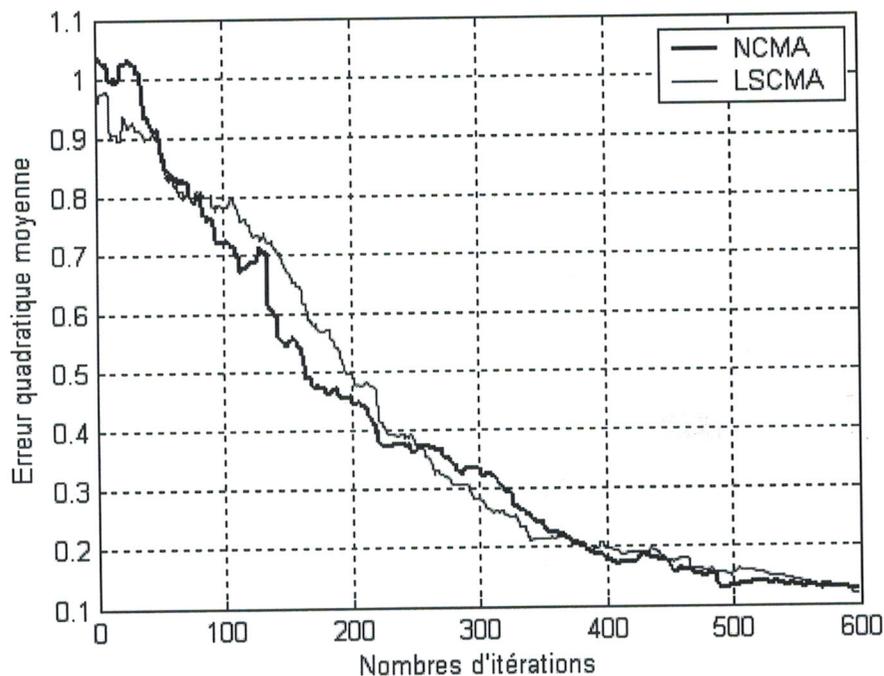
Dans ce paragraphe, on présente une comparaison entre les algorithmes du module constant NCMA et LSCMA. Vu la stabilité remarquée sur les deux algorithmes dans les simulations précédentes, la comparaison va se porter sur deux points essentiels :

- La vitesse de convergence (erreur quadratique moyenne), et
- l'influence du rapport signal sur bruit sur les performances des deux algorithmes.

### 3.6.1 Vitesse de convergence et erreur quadratique moyenne

Pour comparer la vitesse de convergence du NCMA et du LSCMA, on a simulé l'évolution de l'erreur quadratique moyenne ( $MSE^2$ ) des deux algorithmes dans les mêmes conditions (même signal utile et mêmes interférences). Le pas de convergence normalisé de l'algorithme NCMA est fixé à 1 et la dimension du bloc  $B$  de l'algorithme LSCMA est égal à 32. Le résultat obtenu est reporté sur la figure 3.38.

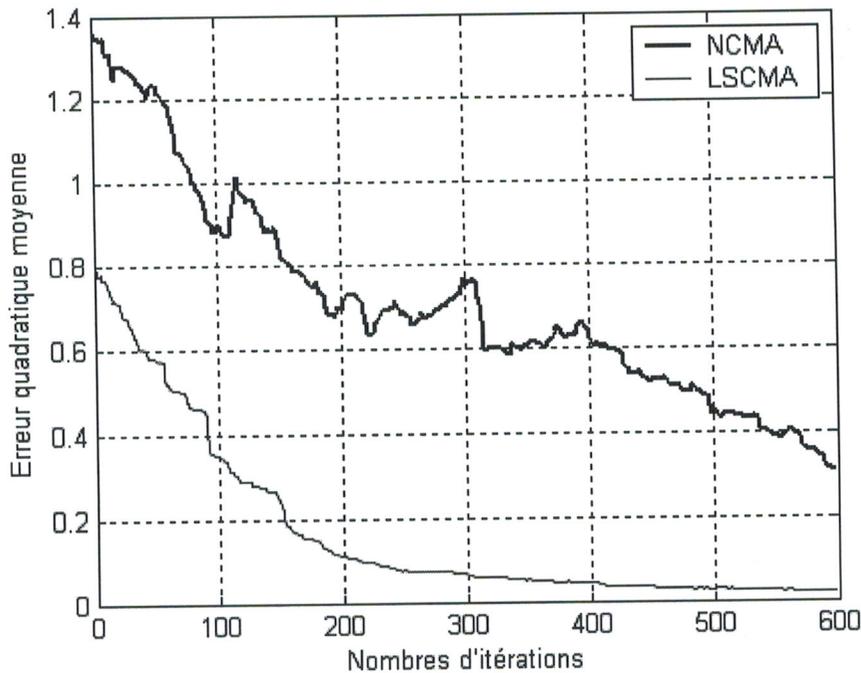
Comme on peut le voir sur cette figure, les vitesses de convergence des deux algorithmes sont très comparables et l'erreur finale donnée par les deux algorithmes est presque identique.



**Figure 3-37 :** Comparaison entre les MSE du NCMA et du LSCMA pour :  $\hat{\mu} = 1, B = 32$

Cette remarque reste vraie pour  $N \leq B \leq 4 \times N$  ( $N$  nombres d'éléments d'antennes, dans notre cas  $N=8$ ) au-delà de cette valeur le LSCMA présente une vitesse de convergence plus élevée que l'algorithme NCMA. Mais on ne peut pas élever la valeur de  $B$  infiniment puisque comme on peut le voir sur la figure 3.38 pour une dimension 50 du bloc  $B$  on remarque un étalement du palier finale et une augmentation de l'erreur sur le pointage du diagramme de rayonnement. On parle alors de désajustement.

<sup>2</sup> MSE : mean square error



**Figure 3-38 :** Comparaison entre les MSE du NCMA et du LSCMA pour :  $\hat{\mu} = 1, B = 50$

### 3.6.2 Influence du rapport signal sur bruit d'entrée (SNRin)

Après avoir porté notre attention sur la vitesse de convergence et l'erreur quadratique moyenne des algorithmes NCMA et LSCMA, nous allons étendre notre comparaison à l'analyse de l'influence du rapport signal sur bruit d'entrée (SNRin) sur la qualité du signal de sortie en terme du rapport signal sur bruit plus interférences (SINR), du rapport signal sur interférences (SIR) et du rapport signal sur bruit de sortie (SNRout).

Il est clair que la qualité du signal de sortie détectée va augmenter avec l'augmentation du rapport signal sur bruit d'entrée (SNRin), c'est-à-dire avec la diminution du bruit à l'entrée du système et ceci indépendamment de l'algorithme d'adaptation. Donc on doit s'attendre lors de l'adaptation à une augmentation infinie du SNIR de sortie avec l'augmentation du SNRin, mais ce n'est pas le cas pour les deux algorithmes puisqu'on remarque sur la figure 3.39 qu'à partir d'une certaine valeur du SNRin l'algorithme NCMA ne donne presque plus d'amélioration de la sortie (amélioration de 1dB à la sortie pour un amélioration de 25 dB à l'entrée).

Comme on peut le voir sur la figure 3.40 le SNR de sortie augmente; en effet ; d'une façon continue avec l'augmentation du SNR d'entrée. Donc la saturation remarquée sur la sortie de l'algorithme NCMA n'est pas due à l'augmentation ou à la diminution des bruits

additifs à l'entrée mais plutôt à l'effet des interférences. Ceci est confirmé par la représentation du SIR de sortie en fonction du SNR d'entrée figure 3.41.

La conclusion à tirer est que l'algorithme LSCMA est plus performant en présence de plusieurs interférences que l'algorithme NCMA.

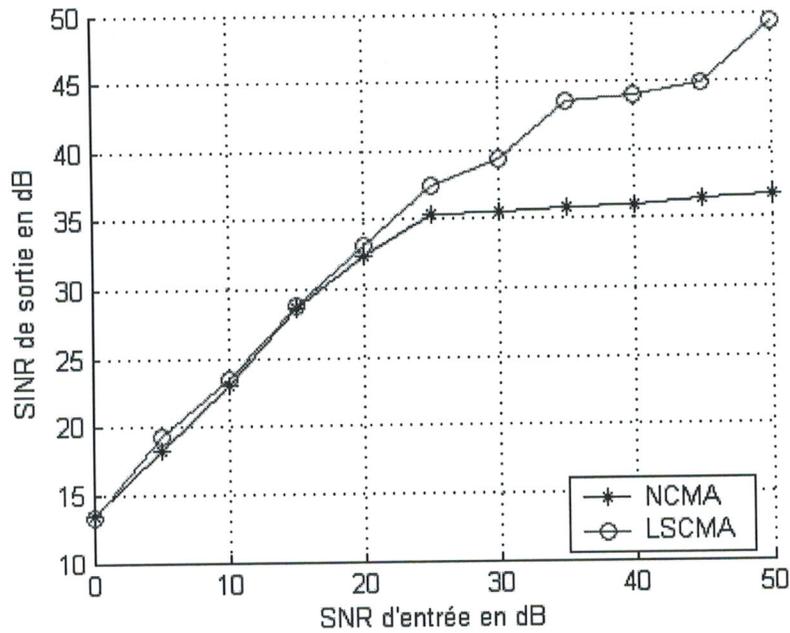


Figure 3-39 : Evolution du SNIR en fonction du SNR

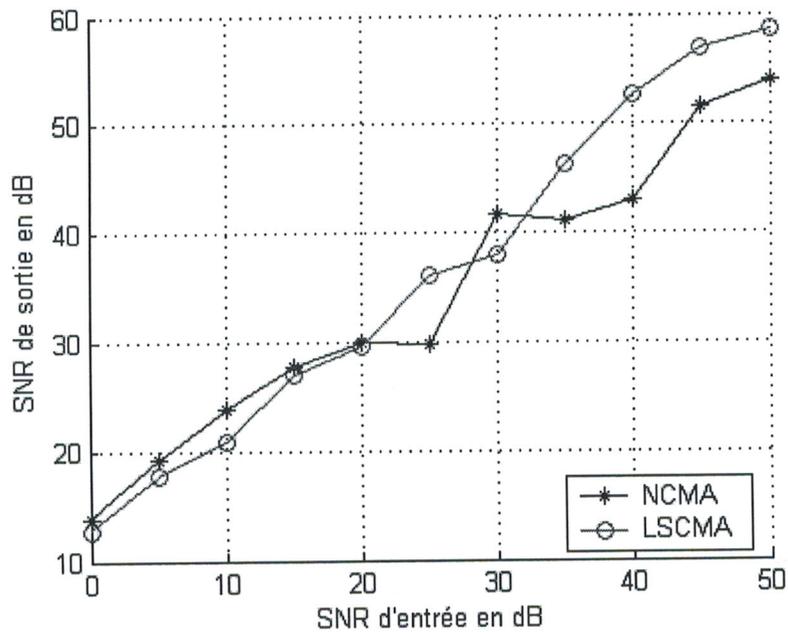


Figure 3-40 : Evolution du SNRo en fonction du SNRin

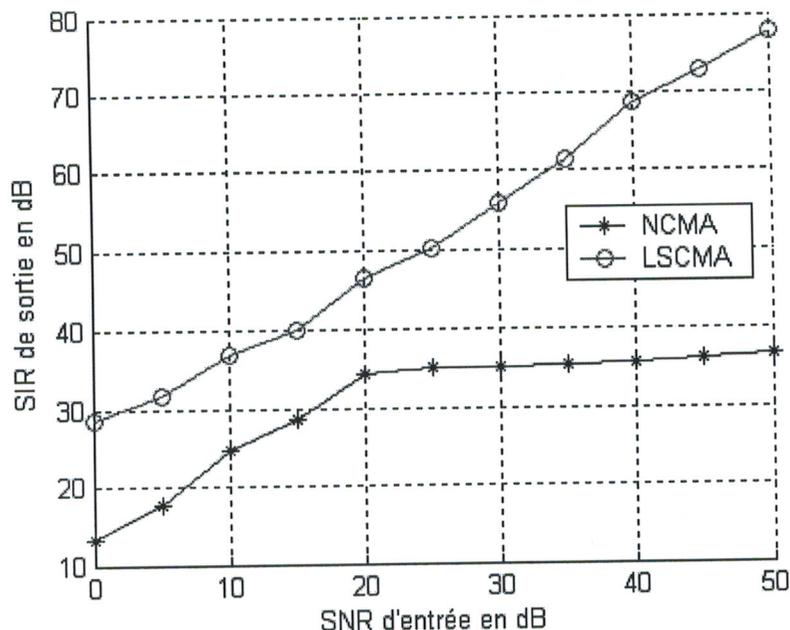


Figure 3-41 : Evolution du SIR en fonction du SNR

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé trois algorithmes aveugles pour l'adaptation de réseaux d'antennes. Ces algorithmes appartiennent à la classe des algorithmes de Godard. Nous avons commencé par l'algorithme SGCMA et nous avons constaté que cet algorithme présente une grande instabilité et une vitesse de convergence très lente par rapport au contexte temps réel. Ceci, nous a poussé à étudier un autre algorithme de la même famille, le NCMA. Cet algorithme qui est très semblable à l'algorithme SGCMA présente une grande stabilité et des vitesses de convergence très satisfaisantes, et ceci grâce à l'introduction d'un pas de convergence variable, mais cet algorithme n'est pas optimal en terme de rapport signal sur bruit en présence de plusieurs interférences.

Le troisième algorithme étudié est l'algorithme LSCMA, cet algorithme qui fait appel à la technique des moindres carrés pour optimiser la fonction coût de l'algorithme CMA, nous a fournies des très bons résultats de simulation notamment en terme d'amélioration du rapport signal sur bruit plus interférence dans un milieu à grand nombre d'interférences.

En fin de chapitre, une étude comparative entre l'algorithme NCMA et l'algorithme LSCMA est effectuée, dans le but de déterminer l'algorithme le plus adapté pour une application de détection multi-utilisateurs. Finalement notre choix s'est porté sur l'algorithme NCMA, même si l'algorithme LSCMA a donné de bons résultats. Mais vu la complexité algorithmique qu'il présente, le NCMA lui a été préféré puisqu'il nous donne une bonne alternative entre complexité algorithmique et performances.

Dans plusieurs systèmes il est question de détecter plusieurs signaux à la fois. C'est le cas des systèmes CDMA<sup>3</sup> ou plusieurs utilisateurs doivent être servis à la fois. Les algorithmes exposés dans ce chapitre peuvent répondre à cette demande. Pour toutes ces raisons, des applications des algorithmes du module constant pour une détection multi-utilisateurs dans un système CDMA feront l'objet du chapitre suivant.

---

<sup>3</sup> CDMA : Code Division Multiple Access, transmission par répartition en code.

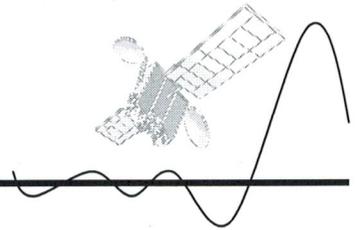
# **CHAPITRE 4**

## **DETECTION MULTI-UTILISATEURS AVEUGLE**

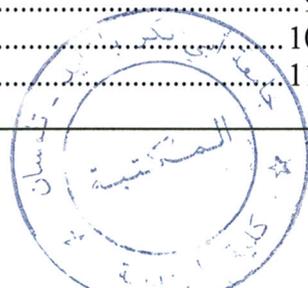
# Chapitre 4

## DETECTION MULTI-UTILISATEURS

### AVEUGLE



4.1.	Introduction .....	93
4.2.	Etalement de spectre et CDMA.....	94
4.3.	Problématique.....	95
4.4.	Récepteurs Multi-Utilisateurs.....	103
4.5.	Conclusion.....	116



#### 4.1. Introduction

Le but de ce chapitre est de présenter une application du NCMA pour la résolution du problème de traitement *aveugle* en réception par un système de communication à accès multiples à répartition en code (CDMA).

Nous commençons tout d'abord, par donner un aperçu général sur le problème, où nous verrons tout particulièrement les besoins qui ont motivé sa position, et où nous essayerons de faire ressortir les difficultés qu'il engendre. Nous montrons aussi l'intérêt pratique que présente un tel problème, notamment avec l'émergence de nouvelles applications et services offerts par les nouvelles générations de terminaux radio-mobiles. Nous rappellerons brièvement les principes de la technique d'*étalement de spectre* et du CDMA. Nous précisons ensuite le modèle en bande de base adopté ainsi que les hypothèses de travail. Pour bien positionner le problème, une étude du récepteur conventionnel est menée afin de montrer le problème de *l'effet proche-loin (near-far effect)* dont souffre ce récepteur dans un contexte multi-utilisateurs. Cette étude sera appuyée par des simulations.

Enfin, une fois la problématique bien cernée, nous passerons brièvement en revue les différentes approches proposées pour traiter ce problème. On terminera le chapitre par un développement du détecteur aveugle basé sur le NCMA, qui sera simulé et comparé aux détecteurs étudiés précédemment.

## 4.2. Étalement de spectre et CDMA

Dans ce paragraphe, on s'intéresse à quelques notions de base sur la technique d'étalement de spectre en CDMA. Le but ici n'est pas de présenter un exposé exhaustif sur cette technique, il s'agit seulement de décrire les caractéristiques essentielles dont nous avons besoin [43].

Toute modulation qui génère pour le signal transmis un spectre beaucoup plus large que la bande passante du signal porteur d'information, par un moyen indépendant de cette information, peut être qualifiée de modulation à étalement de spectre [44]. L'étalement de spectre à *séquence directe* (DS-SS : *Direct Sequence Spread Spectrum*), à la base de la technique CDMA a été réservé au départ à des applications militaires tirant profit de la *confidentialité*, de la *discrétion* et de la *robustesse* apportées par la modulation d'une séquence *pseudo-aléatoire* en environnement hostile. L'étalement de spectre est aujourd'hui présent dans de très nombreux domaines d'application, en particulier pour établir des liaisons robustes en milieux perturbés (industriel, réseaux locaux sans fils, satellite, acoustique sous-marine). Les chercheurs en radiocommunication mobile ont manifesté un grand intérêt pour le DS-SS en terme d'*accès multiples à répartition par code* (CDMA), en raison du bénéfice potentiel qu'il pourrait apporter.

En CDMA le signal associé à un utilisateur donné utilise toute la bande de fréquence et sans localisation temporelle. Il est construit à partir d'un *code* spécifique qui diffère d'un utilisateur à un autre, ce qui servira de *clé* à la réception pour isoler le signal désiré : *à chacun son code, à tout moment et dans toute la bande*. Le schéma synoptique simplifié en bande de base [44] de l'étalement de spectre en DS-CDMA est donné à la Figure 4.1. Pour chaque utilisateur le message numérique est constitué de symboles émis au rythme symbole  $T_s$ . Le signal numérique en bande de base est mis en forme avec des créneaux constants sur la durée d'un symbole. La présentation traditionnelle de l'étalement de spectre par séquence directe consiste en la multiplication du signal numérique porteur d'information (source) par une séquence pseudo-aléatoire constituée à partir d'entités binaires appelées *chips*, transitant à un rythme  $Q^1$  fois plus rapide que le débit symbole. Le signal résultant a ainsi des variations  $Q$  fois plus rapides que le signal d'information, occasionnant un spectre  $Q$  fois plus large. Les séquences pseudo-aléatoires utilisées sont généralement périodique de période  $T_s$ . Ainsi, pour chaque utilisateur, on a seulement un jeu de  $Q$  chips binaires appelé *code d'étalement*. Après

<sup>1</sup> Le facteur  $Q$  est appelé *facteur d'étalement* ou encore *gain du traitement* (en anglais : *gain processing*).

étalement la densité spectrale de puissance du signal utile peut être inférieure à celle du *bruit thermique* en entrée du récepteur, ce qui assure la discrétion de la transmission. La puissance du signal utile est ensuite restituée par *désétalement* et *intégration*.

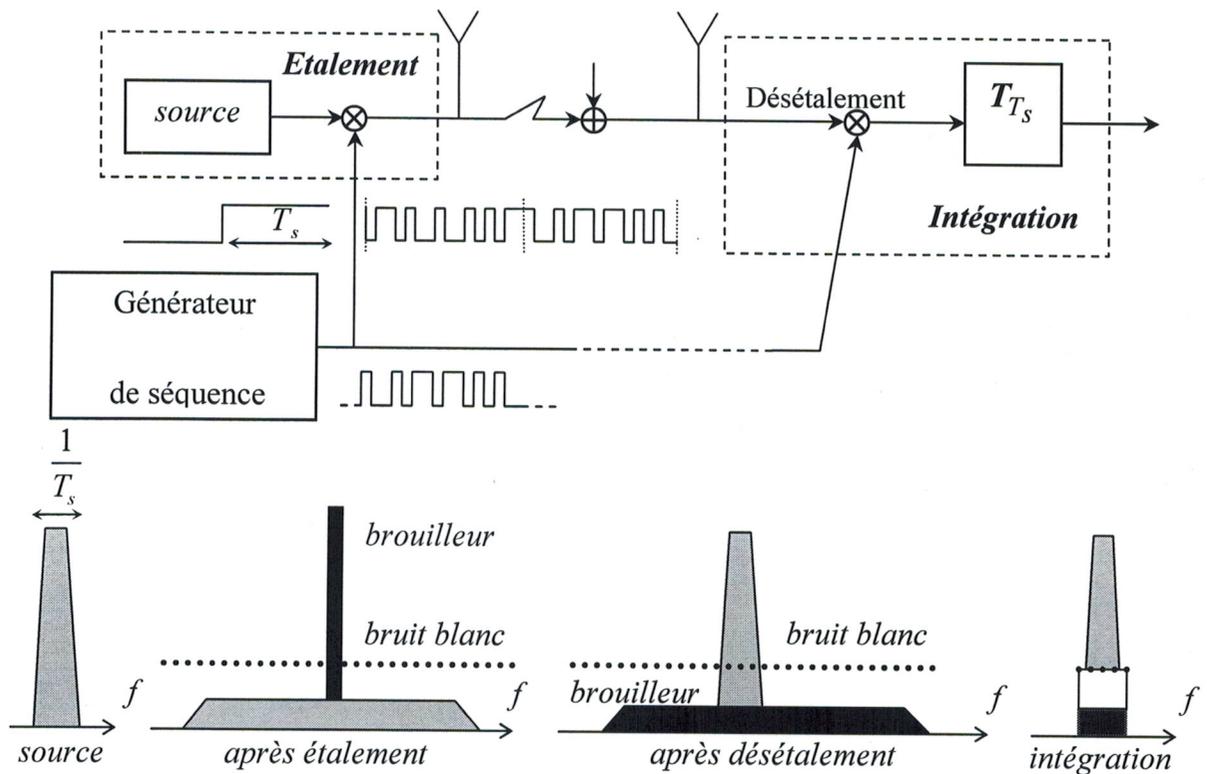
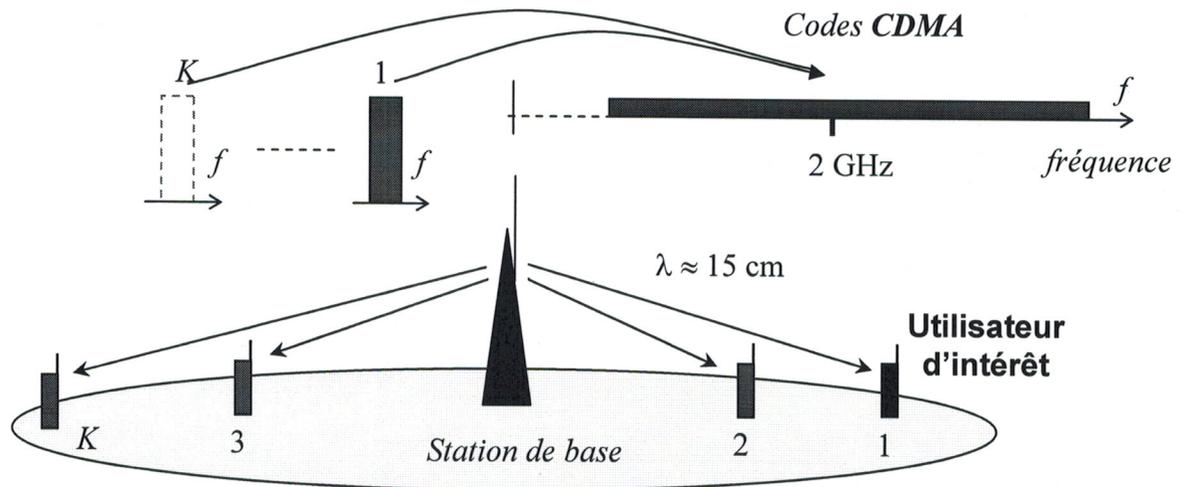


Figure 4-1 : Principe schématique de l'étalement de spectre en DS-CDMA (mono-utilisateur).

### 4.3. Problématique

Le problème auquel nous nous intéressons dans ce chapitre est celui de la *suppression d'interférences d'accès multiples dans un système de communication DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access)*. Ce problème est fondamental en théorie des communications, et a reçu beaucoup d'intérêts ces deux dernières décennies, surtout avec la nouvelle vision des télécommunications « *anywhere, anytime* » promis par les futures générations de terminaux radio-mobiles offrant des services de meilleures qualités incluant multimédias et Internet à haut débit. Cependant, comme les communications mobiles sont sans fils, la présence de plusieurs utilisateurs actifs en même temps (Figure 4.2) donne naissance à de l'*Interférence d'Accès Multiples (IAM)* qui constitue un facteur limitatif des performances de la technique de transmission CDMA.



**Figure 4-2 :** Exemple de contexte : communication CDMA en lien descendant

L'étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) en CDMA est une technique très prometteuse pour les communications sans fil dans un contexte *multi-utilisateurs* (présence simultanée de plusieurs utilisateurs). Elle est devenue très à la mode, elle est à la base du système de 3<sup>ème</sup> génération de radio-téléphonie mobile UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*). A la différence des systèmes plus classiques TDMA (*Time Division Multiple Access*) et FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) qui opèrent un partage du canal respectivement en temps et en fréquence, les signaux des différents utilisateurs sont transmis simultanément et dans une même bande de fréquence en CDMA (Figure 4.2). En plus cette technique jouit de plusieurs propriétés intéressantes telles que : accès multiple asynchrone, robustesse en présence d'un canal sélectif en fréquence avec évanouissement (*fading*) et robustesse aux brouilleurs bande étroite [43], [44].

L'inconvénient majeur que l'on attribue au CDMA et le fait qu'en sortie du récepteur conventionnel (*Filtre-Adapté* au code désiré), le résidu d'interférence peut devenir très dominant si la puissance des interférents est très supérieure à celle de l'utilisateur d'intérêt ou si leur nombre est très important. Cette situation est dite de *near-far*, elle est caractérisée par une probabilité d'erreur de détection importante rendant impossible des applications de type multimédia (transmission de données vidéo par exemple) sans une réduction excessive des capacités du système de communication, en terme du nombre d'utilisateurs simultanément permis par exemple. Il faut remarquer que si les codes utilisés sont orthogonaux, l'IAM peut être éliminée complètement en sortie du récepteur conventionnel. Cependant, l'orthogonalité

est souvent brisée par le canal de transmission. Le récepteur conventionnel exploite la propriété d'orthogonalité des codes et néglige l'IAM qui est assimilé à un bruit. Une solution pour éviter le problème de l'effet proche-loin du récepteur conventionnel consiste à utiliser une *boucle de contrôle de puissance*. Cette solution possède beaucoup d'inconvénients, en effet elle rend la conception des terminaux radio-mobiles plus complexe (encombrement plus important), en plus elle nécessite une *parfaite synchronisation* entre l'émetteur et le récepteur, ce qui est difficile à réaliser en pratique [45].

Les problèmes rencontrés avec le récepteur conventionnel sont surmontés en utilisant des récepteurs multi-utilisateurs. Précisons que le terme de récepteur multi-utilisateurs est utilisé d'une façon générique pour désigner tout récepteur qui à l'inverse du récepteur conventionnel, exploite la structure de l'IAM dans son fonctionnement. Les premiers travaux sur les récepteurs multi-utilisateur sont dus à S. VERDU [45], qui sous des hypothèses assez simples a montré que le problème de l'effet proche-loin ne se produit pas si un détecteur *optimal* au sens du *Maximum de Vraisemblance* (MV) minimisant la probabilité d'erreur est utilisé, on parle dans ce cas de récepteurs résistant à l'effet proche-loin (*near-far resistant*). Cependant l'utilisation du critère MV transforme le problème en un problème d'optimisation non-linéaire très difficile à résoudre. La solution optimale est obtenue par *recherche combinatoire exhaustive*, elle n'est pas envisageable en raison de sa complexité qui est exponentielle en nombre d'utilisateurs. Par conséquent, les récepteurs multi-utilisateurs ne peuvent être que *sous-optimaux*.

La littérature de la détection multi-utilisateurs propose principalement deux récepteurs *linéaires* sous-optimaux : le *décorrélateur* (où *Zéro-Forcing*) et le *MMSE* (*Minimum Mean Square Error*), qui ont une complexité linéaire en nombre d'utilisateurs [45]. L'implémentation de ces récepteurs est un peu délicate, en effet elle nécessite la connaissance des codes ainsi que les canaux de tous les utilisateurs, même si on ne s'intéresse qu'à un seul utilisateur. En pratique, il est difficile d'accéder à toutes ces informations dans un environnement *dynamique*. L'utilisation de séquences d'apprentissage pour l'identification du canal, qui consiste en l'envoi périodique d'une séquence *fraîche* se fait au détriment des ressources du système de communication [46]. Ces arguments ont motivé le recours à des méthodes de traitement aveugle telles que les *algorithmes de Godard* qui ne nécessitent pas la connaissance directe des paramètres IAM (codes, canaux, etc.) mais les remplaçant par d'autres connaissances qu'on tire à partir du signal reçu.

Non

### 4.3.1. Formulation mathématique

L'étalement de spectre par séquence directe peut être formulé à l'aide d'une *convolution* avec le code. L'avantage de cette formulation est la possibilité de représenter toute la chaîne de transmission par une cascade de filtres linéaires excités par une séquence impulsionnelle de symboles. De même le canal de propagation n'apportera qu'un filtre supplémentaire à la séquence de symboles émis (Figure 4.3). D'une manière générale, le signal reçu d'une communication de type DS-CDMA en *bande de base* peut être modélisé par :

$$r(t) = S(t) + n(t) \quad (4.1)$$

*où S(t) = somme des signaux des utilisateurs*

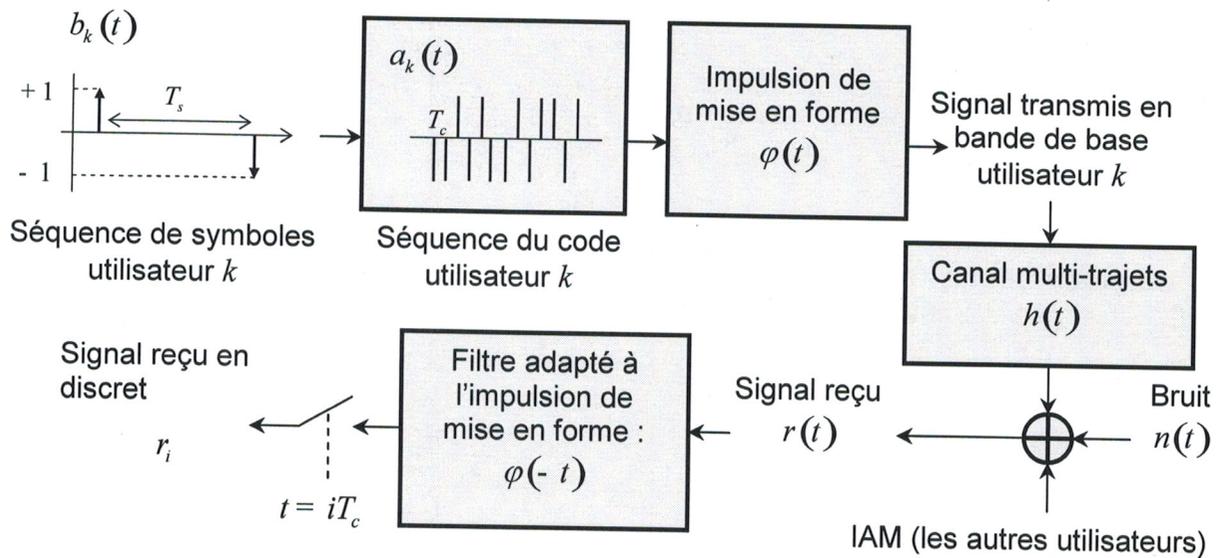
où  $n(t)$  est un bruit complexe, gaussien, blanc, centré de variance  $\sigma_n^2$ , il modélise aussi bien le bruit thermique que les autres sources de perturbation.  $S(t)$  est la superposition des signaux des différents utilisateurs, il est de la forme [47],[48] :

$$S(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-M}^M b_k(i) s_k(t - iT_s - \tau_k) * h_k(t) \quad (4.2)$$

avec 
$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{j=0}^{Q-1} a_{jk} \phi(t - jT_c).$$

Les notations introduites sont définies comme suit :

- $K$  : le nombre d'utilisateurs.
- $2M + 1$  : le nombre de symboles par *trame* (*frame* en anglais).
- $T_s$  : le temps symbole.
- $A_k$  : l'amplitude à la réception pour l'utilisateur  $k$ .
- $b_k$  : les symboles transmis pour l'utilisateur  $k$ .
- $s_k(t)$  : la forme d'onde ou signature de l'utilisateur  $k$ .
- $\tau_k$  : le retard à la réception pour l'utilisateur  $k$ .
- $h_k(t)$  : le canal de propagation pour l'utilisateur  $k$ .
- $Q$  : facteur d'étalement.
- $T_c$  : temps chip.
- $a_{jk}$  : séquence du code pour l'utilisateur  $k$ .
- $\phi(t)$  : l'impulsion de mise en forme.



**Figure 4-3 :** Représentation schématique en bande de base de la chaîne de communication en DS-CDMA, vue par l'utilisateur  $k$ .

Nous nous intéressons ici au cas d'une modulation du type BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*), mais l'extension à d'autres types de modulations est possible. Dans ce cas les symboles  $b_k(i)$  sont égaux à  $\pm 1$ , ils sont modélisés par la réalisation d'une variable aléatoire binaire équiprobable. En plus, en se plaçant en lien *descendant* (dans notre cadre de travail (Figure 4.2), les différentes communications seront vue par un utilisateur particulier via le même canal et arrivent aux mêmes instants :  $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_K = \tau$ . Dans la présente étude nous nous limitons au cas *synchrone*, en posant  $\tau = 0$ . En considérant ces hypothèses et (4.2), l'équation (4.1) est explicitée sous la forme :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-M}^M b_k(i) s_k(t - iT_s) * h(t) + n(t), \quad (4.3)$$

où le canal  $h(t)$  est en général à coefficients complexes. Dans le cas d'un canal idéal on a :  $h(t) = \delta(t)$ , on parle dans ce cas d'un canal *BBAG* (*Bruit Blanc Additif Gaussien*) ou d'un canal *simple-trajet* en référence au *canal multi-trajets*, l'équation (4.3) se simplifie à :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-M}^M b_k(i) s_k(t - iT_s) + n(t), \quad (4.4)$$

Dans ce cas, il est plus approprié de considérer un bruit  $n(t)$  *réel* [45]. Le model (4.4) sera adopté pour l'étude du problème posé.

Le cas simple-trajet possède une grande importance théorique puisqu'il permet d'analyser beaucoup de situations qui ne peuvent pas être analysées autrement, même si on a en général plusieurs trajets en pratique. Lors de la conception d'un récepteur la démarche classique est toujours de commencer l'étude par un canal simple-trajet avant d'essayer d'étendre la méthode au cas plus complet en présence d'un canal multi-trajets.

Considérons en premier lieu, le cas d'une communication *mono-utilisateur* en présence d'un canal idéal. Pour des raisons qui seront exposées ultérieurement, nous allons raisonner sur un seul symbole. Dans ces conditions et en considérant que l'utilisateur numéro 1 est l'utilisateur d'intérêt, l'équation (4.4) se réduit à :

$$r(t) = A_1 b_1 s_1(t) + n(t), \quad (4.5)$$

la forme vectorielle de cette équation est donnée par :

$$\mathbf{r} = A_1 b_1 \mathbf{s}_1 + \mathbf{n}, \quad (4.6)$$

où  $\mathbf{s}_1$  correspond au code de l'utilisateur 1 et  $\mathbf{n}$  est un vecteur bruit. Le récepteur optimal dans ce cas au sens du *maximum de vraisemblance* (MV) [45] est le Filtre-Adapté<sup>2</sup> au code  $\mathbf{s}_1$ . Il est obtenu suivant la règle de décision :

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(\mathbf{s}_1^T \mathbf{r}), \quad (4.7)$$

*Leur récepteur conventionnel*

où  $\text{sgn}(\cdot)$  désigne la fonction signe. Cette règle de décision conduit à une probabilité d'erreur de détection :

$$Pe_{s_1} = Q\left[\frac{A_1}{\sigma_n}\right] = Q\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}, \quad (4.8)$$

avec [48]

$$Q(x) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\right) \int_x^\infty \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (4.9)$$

Lorsqu'il s'agit d'une communication à  $K$  utilisateurs, (4.6) se généralise à :

$$\mathbf{r} = A_1 b_1 \mathbf{s}_1 + \sum_{k=2}^K A_k b_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n} \quad (4.10)$$

On démontre [44] que la probabilité d'erreur dans ce cas tend vers zéro lorsque le niveau du bruit tends vers zéro, *si et seulement si* :

<sup>2</sup> Dans un contexte multi-utilisateurs le filtre-adapté est dit souvent *récepteur conventionnel*.

$$A_1 > \sum_{k=2}^K A_k |\rho_{1k}| \tag{4.11}$$

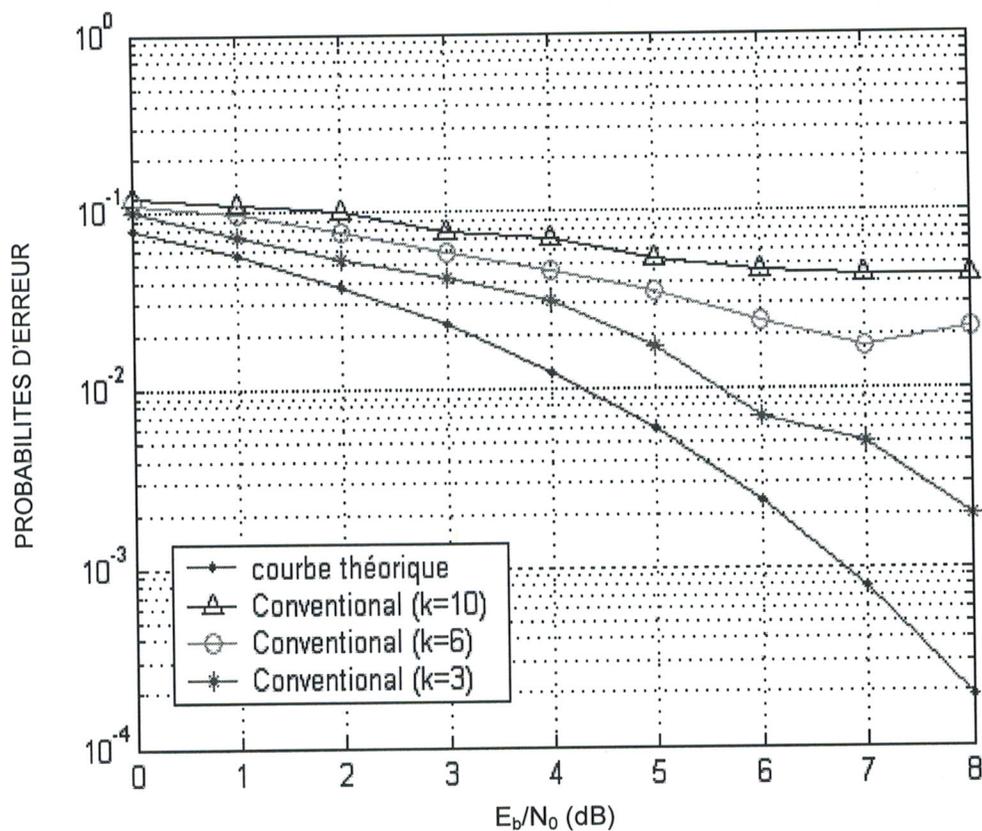
où  $\rho_{1k} = s_1^T s_k$  est le coefficient d'*intercorrélacion*<sup>3</sup> entre le code de l'utilisateur 1 et celui de l'utilisateur  $k$ . Cette inégalité est dite condition de *l'œil ouverte* (*open-eye condition en anglais*) [43]. Sinon, on aura un problème de *proche-loin* (*near-far problem*), et on parle dans ce cas de condition de *l'œil-fermé* (*closed-eye condition en anglais*). Cette dernière situation se manifeste soit lorsque les *interférents* (les autres utilisateurs) sont plus puissants que l'utilisateur d'intérêt, sinon lorsque leur nombre devient très important. En effet, dans ce cas la décision à la sortie du récepteur est gouvernée plutôt par le signal d'interférence que par le signal désiré.

Nous allons maintenant et sans entrer dans les détails donner quelques résultats de simulation pour illustrer l'effet du proche-loin. Le cas du CDMA non orthogonal est considéré, le facteur d'étalement est fixé à 16, les codes utilisés sont construits à partir de code quasi-orthogonaux appeler code *m-séquence* (Annexe C). Aux Figures 4.4 (a) et 4.4 (b) sont données les probabilités d'erreur en fonction du rapport  $E_b/N_0$ , du nombre d'utilisateurs et de leur puissance. La courbe théorique correspond au cas mono-utilisateur est donnée par l'équation (4.8). Dans la première situation (Figure 4.4 (a)), tous les utilisateurs y compris l'utilisateur d'intérêt ont la même puissance, c'est ce qu'on appelle situation de contrôle parfait de puissance (en anglais *perfect power control situation*). Dans le deuxième cas (Figure 4.4 (b)), les interférents sont dix-fois plus puissants que l'utilisateur d'intérêt, cette situation conduit au problème du proche-loin (*near-far problem*).

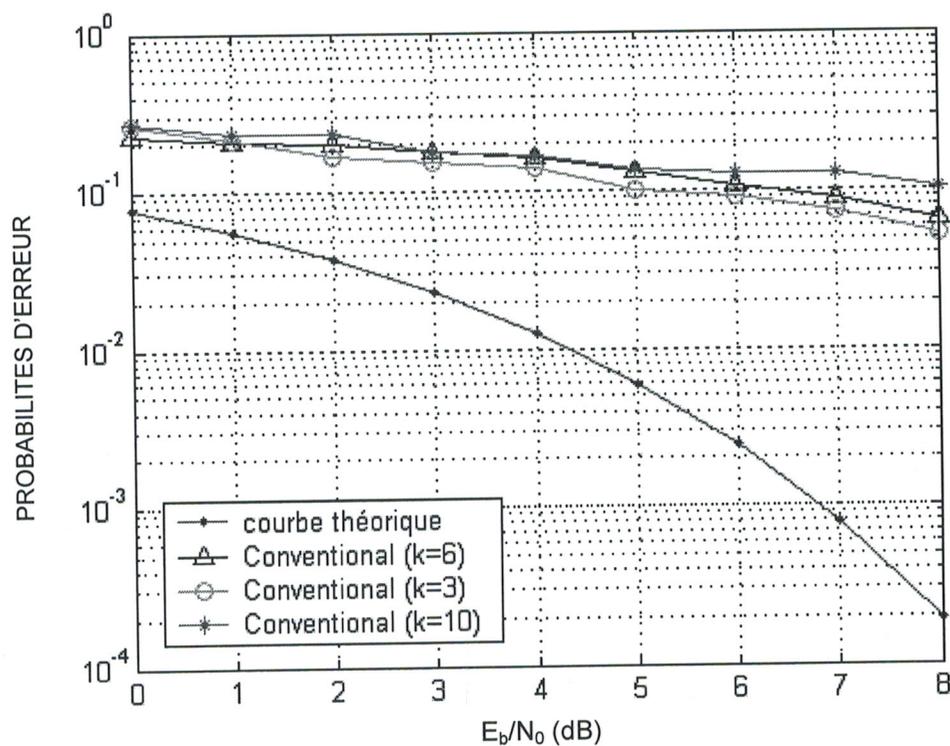
(NCMA)

---

<sup>3</sup> Il s'agit ici de codes *non-orthogonaux* sinon le récepteur conventionnel est toujours optimal



(a)



(b)

**Figure 4-4 :** Probabilité d'erreur de détection, Récepteur conventionnel pour CDMA non orthogonal. (a) Situation de contrôle parfait de puissance. (b) Problème du proche-loin.

C'est pour pallier à ce problème du near-far dont souffre le récepteur conventionnel que les récepteurs multi-utilisateurs ont été développés. Notre but dans ce chapitre est l'étude et l'implémentation de ces récepteurs dans un contexte *aveugle* en se limitant aux informations disponibles à la réception.

#### 4.4. Récepteurs Multi-Utilisateurs

Dans ce paragraphe, on s'intéresse aux récepteurs multi-utilisateurs. On commencera par donner le principe et les performances du récepteur *décorrélateur* largement connue dans le domaine de la détection multi-utilisateurs, aussi quelques simulations seront présentés.

Ensuite, nous présentons le principe du détecteur aveugle basé sur un algorithme du module constant, et nous étudieront la convergence de la fonction coût. La probabilité d'erreur engendrée par ce récepteur simulé et comparée à celle du récepteur conventionnel et du décorrélateur.

Précisons qu'un récepteur multi-utilisateurs *linéaire* utilisé pour la détection du symbole  $b_k$  d'un utilisateur particulier consiste à trouver un vecteur  $w_k$  suivant un certain critère, tel que le symbole détecté  $\hat{b}_k$  est donné suivant la règle de décision [48] :

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(w_k^T r) \quad (4.12)$$

Tout le long de ce chapitre on considère que l'utilisateur numéro un ( $k = 1$ ) est l'utilisateur d'intérêt.

##### 4.4.1. Modélisation du problème

Pour commencer reprenons de nouveau l'équation du modèle en *bande de base* (4.4), donnée pour une transmission du type DS-CDMA synchrone avec  $K$  utilisateurs dans le cas particulier d'un canal idéal [44], [48] :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-M}^M b_k(i) s_k(k - iT_s) + n(t) \quad (4.13)$$

où  $n(t)$  est un bruit (réel) gaussien, blanc, centré de variance  $\sigma_n^2$  et indépendant du signal transmis et  $\{b_k(i), i = 0, \pm 1, \dots, \pm M\}$  représente la séquence de symboles transmis pour l'utilisateur  $k$ . Les symboles  $b_k(i) = \{-1, +1\}$  sont supposés indépendants et équiprobables. La forme d'onde pour l'utilisateur  $k$  s'écrit sous la forme :

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{j=0}^{Q-1} a_{jk} \varphi(t - iT_c) \quad (4.14)$$

où  $(a_{0k}, a_{1k}, \dots, a_{Q-1k})$  est une séquence de  $\pm 1$  représentant le code associé à cet utilisateur et  $\varphi(t)$  est l'impulsion de mise en forme (*demi-Nyquist*) normalisée [43], caractérisée par le temps-chip  $T_c$  avec  $QT_c = T_s$ . Le reste des paramètres figurants dans (4.1) et (4.2) sont définis comme au § 4.4.

En vertu du critère de NYQUIST [43], l'utilisation d'une impulsion de mise en forme de type *cosinus-sur-élevé* assure l'absence d'*Interférence Entre chips* et donc *Entre Symboles* (IES). Ainsi, les signaux dus aux symboles  $\{b_k(i), i = 0, \pm 1, \dots, \pm M\}$  peuvent être traités indépendamment les uns des autres. Ainsi et après omission de l'indice  $i$  pour ne pas alourdir les notations, l'équation (4.1) s'écrit :

$$r(t) = \sum_{k=i}^K A_k b_k s_k(t) + n(t) \quad (4.15)$$

La *version discrète* de cette équation est obtenue par application du filtre adapté à l'impulsion de mise en forme suivie d'un échantillonnage au rythme chip  $T_c$  :

$$r = \sum_{k=i}^K A_k b_k s_k + n \quad (4.16)$$

avec 
$$s_k = \frac{1}{\sqrt{Q}} \{a_{0k} \cdots a_{(Q-1)k}\}$$

est le code normalisé associé à l'utilisateur  $k$  et  $n$  est un vecteur de bruit gaussien, centré de matrice de covariance  $\sigma_n^2 I_Q$ . L'équation (4.4) s'écrit sous forme matricielle :

$$r = SAb + n \quad (4.17)$$

avec 
$$S = [s_1 \ s_2 \ \cdots \ s_k],$$

$$A = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_k)$$

et 
$$b = [b_1, b_2, \dots, b_k]^T.$$

Les équations (4.4) et (4.5) sont à la base des développements donnés par la suite.

#### 4.4.2. Récepteur–Décorrélateur

Le décorrélateur est conçu de telle manière à éliminer complètement l'*Interférence d'Accès Multiple* (IAM) causée par les autres utilisateurs au prix d'une amplification du bruit que l'on minimise sous la première contrainte [45],[49]. En effet, l'approche qui paraît la plus évidente pour décider quant à la valeur du symbole  $b_1$  consiste à prendre [43] :

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(x_1(\mathbf{r})) \quad (4.18)$$

où  $\mathbf{x}(\mathbf{r})$  est un estimé de la quantité  $\mathbf{A}\mathbf{b}$  obtenue en considérant la solution des *moindres carrés* [45] minimisant le critère<sup>4</sup> :

$$J(\mathbf{x}) = \|\mathbf{r} - \mathbf{S}\mathbf{x}\|^2 \quad (4.19)$$

qui a pour solution [43] :

$$\mathbf{x} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{S}^T\mathbf{r} \quad (4.20)$$

avec  $\mathbf{R} = \mathbf{S}^T\mathbf{S}$  la matrice de corrélation des codes. En considérant des codes *linéairement indépendants*, la matrice  $\mathbf{R}$  est de rang complet, donc *inversible*. De (4.12), (4.18) et (4.20), il suit que le vecteur Décorrélateur  $\mathbf{d}_1$  est de la forme :

$$\mathbf{d}_1 = \sum_{k=1}^K R_{i,j}^{-1} \mathbf{s}_k \quad (4.21)$$

où  $R_{i,j}^{-1}$  dénote l'élément  $(i, j)$  de la matrice  $\mathbf{R}^{-1}$ . La règle de décision est la suivante :

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(\mathbf{d}_1^T \mathbf{r}). \quad (4.22)$$

On démontre [44] que la probabilité d'erreur associée à ce récepteur est donnée par :

$$Pe_{d_1} = Q \frac{A_1}{\sigma_n} \sqrt{1 - c_1^T R_1^{-1} c_1} \quad (4.23)$$

---

<sup>4</sup> Il s'agit là de la norme quadratique définie en général pour un vecteur  $\mathbf{x}$  complexe par :  $\|\mathbf{x}\|^2 = \sum_i |x_i|^2$ .

$c_1$  désigne le premier vecteur colonne de la matrice  $\mathbf{R}$  privé du premier élément et  $\mathbf{R}_1$  est une matrice de taille  $(K-1) \times (K-1)$  qui résulte de  $\mathbf{R}$  en éliminant la première ligne et la première colonne. La probabilité  $Pe_{d_1}$  peut s'exprimer en fonction du rapport  $E_b/N_0$  comme :

$$Pe_{d_1} = Q \sqrt{\frac{2E_b}{N_0} (1 - c_1^T \mathbf{R}_1^{-1} c_1)} \quad (4.24)$$

Elle est indépendante de l'amplitude des autres utilisateurs, c'est pour cette raison que le décorrélateur résiste au problème du proche-loin. Un autre paramètre résumant bien les propriétés du décorrélateur et qui quantifie l'amplification du bruit est le *recul* de la courbe  $Pe_{d_1}$  par rapport à la probabilité d'erreur du récepteur *optimal* dans le cas mono-utilisateur, qu'on tire facilement à partir des équations (4.8) et (4.24) :

$$recul_{d_1} = -10 \log_{10} \left( \sqrt{1 - c_1^T \mathbf{R}_1^{-1} c_1} \right) \text{ en dB.} \quad (4.25)$$

Cette quantité est très utile, par exemple pour mesurer le degré de difficulté de la détection, introduite par un ensemble de codes lors des simulations.

Il est important de noter à la fin que l'implémentation de ce récepteur nécessite la connaissance des codes de tous les utilisateurs (équation (4.21)).

#### 4.4.2.1. Etude des performances

Quelques résultats de simulation sont maintenant présentés en vue d'évaluer les performances des récepteurs décorrélateur comparés au filtre-adapté, en terme de probabilité d'erreur et du *rapport signal à interférence plus bruit* de sortie (en anglais *SINR* : *Signal to Interference and Noise Ratio*). Rappelons que la réception par le filtre-adapté (équation (4.7)) est obtenue selon la règle de décision :

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(s_1^T \mathbf{r}) \quad (4.26)$$

et qui nécessite seulement la connaissance du code de l'utilisateur d'intérêt.

Les performances sont comparées en fonction du rapport  $E_b/N_0$ , du nombre d'utilisateurs  $K$  et du *Rapport Interférence à Signal* d'entrée, donné par :

$$RIS_k = \frac{A_k^2}{A_1^2}, \quad k = 2, 3, \dots, K. \quad (4.27)$$

Dans la suite des simulations le facteur d'étalement  $Q$  est fixé à 16 et les codes utilisés sont construits à partir des codes m-séquence. L'orthogonalité avec le code du premier utilisateur est brisée en introduisant de simples modifications :

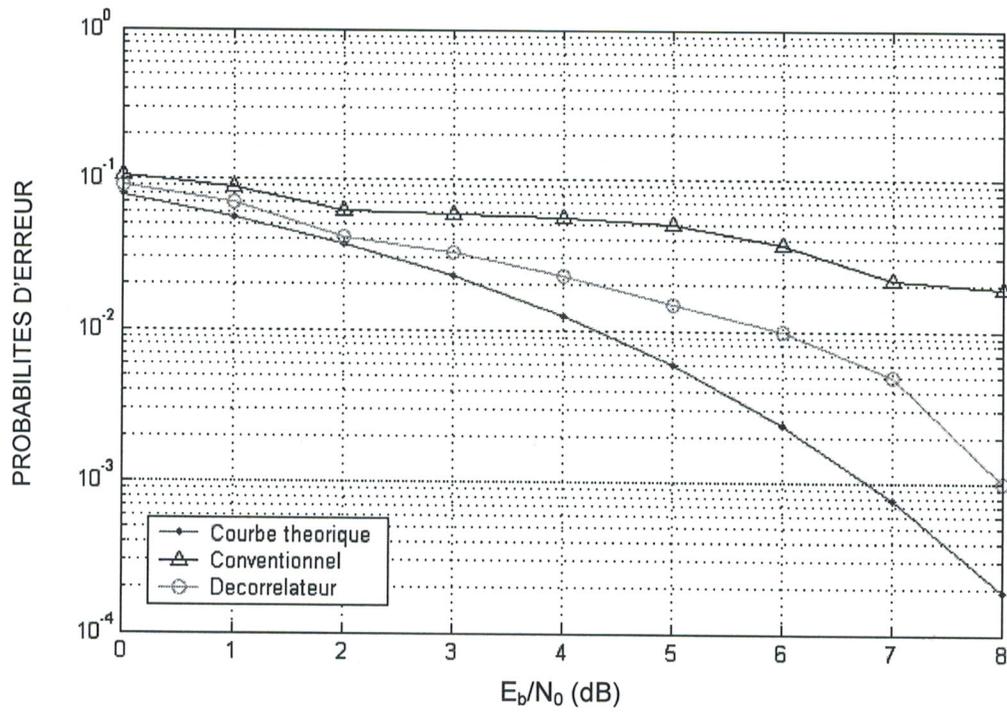
$$s_1 = \frac{1}{4} [1-1-1+1+1+1-1+1+1-1+1+1-1-1+1+1]^T.$$

Les performances présentées aux figures 4.5 et 4.6 sont données en terme de probabilité d'erreur. La courbe référence correspond à la probabilité d'erreur du Filtre-Adapté (4.8) dans le cas mono-utilisateur, elle est donnée par [45] :

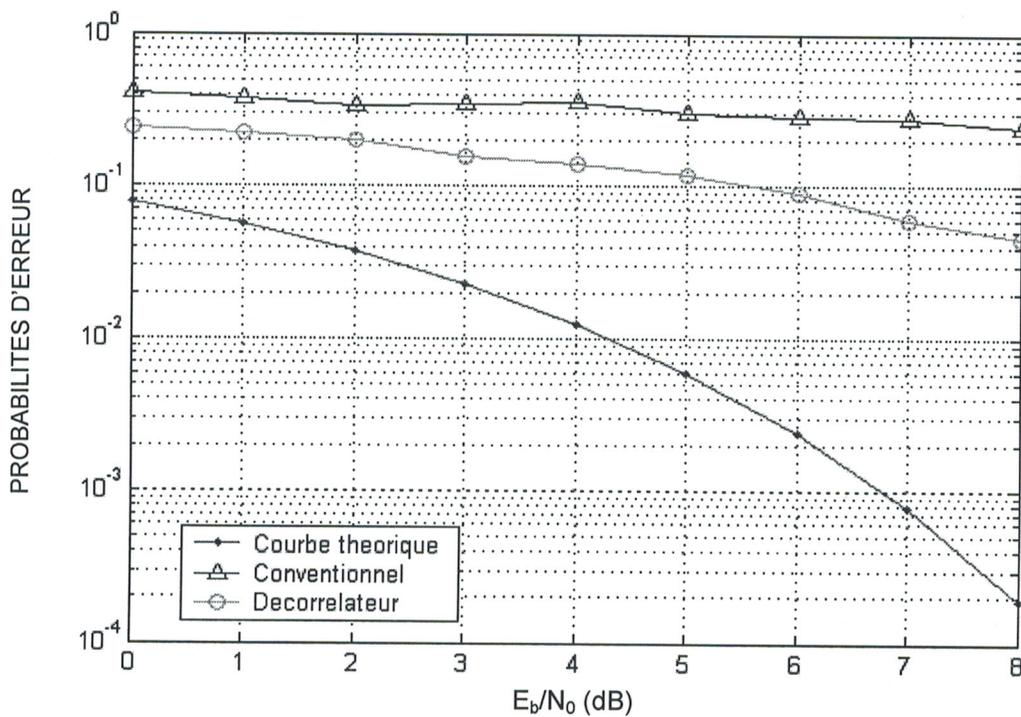
$$Pe_{référence} = Q\left[\frac{A_1}{\sigma_n}\right] = Q\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}, \quad (4.28)$$

Le premier cas (Figure 4.5) correspond à une situation de contrôle parfait de puissance obtenu pour  $RIS_k = 0$  dB. Le nombre d'utilisateurs  $K$  est fixé à 6 ( $recul_d_1 = 1,73$  dB) dans la figure 4.5 (a) et à 10 ( $recul_d_1 = 6,30$  dB) dans la figure 4.5 (b). Les résultats de la figure 4.6 sont obtenus dans les mêmes conditions mais avec  $RIS_k = 10$  dB cette fois-ci, ce qui correspond à une situation de proche-loin. Ces résultats montrent bien que le récepteur décorrélateur résiste au problème proche-loin, et qu'il ne dépend pas de la puissance des autres utilisateurs mais dépend de leur nombre.

Le récepteur multi-utilisateurs qu'on vient d'étudier possède de bonnes propriétés mais d'un autre coté nécessite beaucoup d'information, à savoir ici les codes et les amplitudes de tous les utilisateurs en plus de la variance du bruit. Il serait intéressant de pouvoir implémenter les détecteurs multi-utilisateurs dans un contexte aveugle.

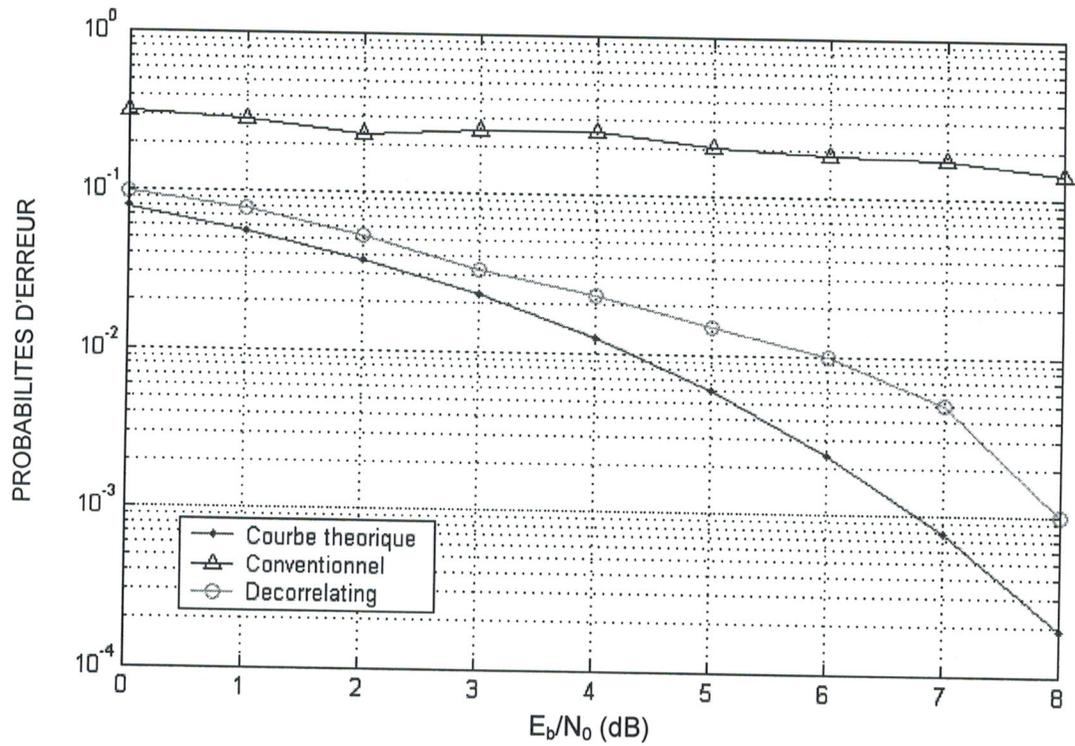


(a)

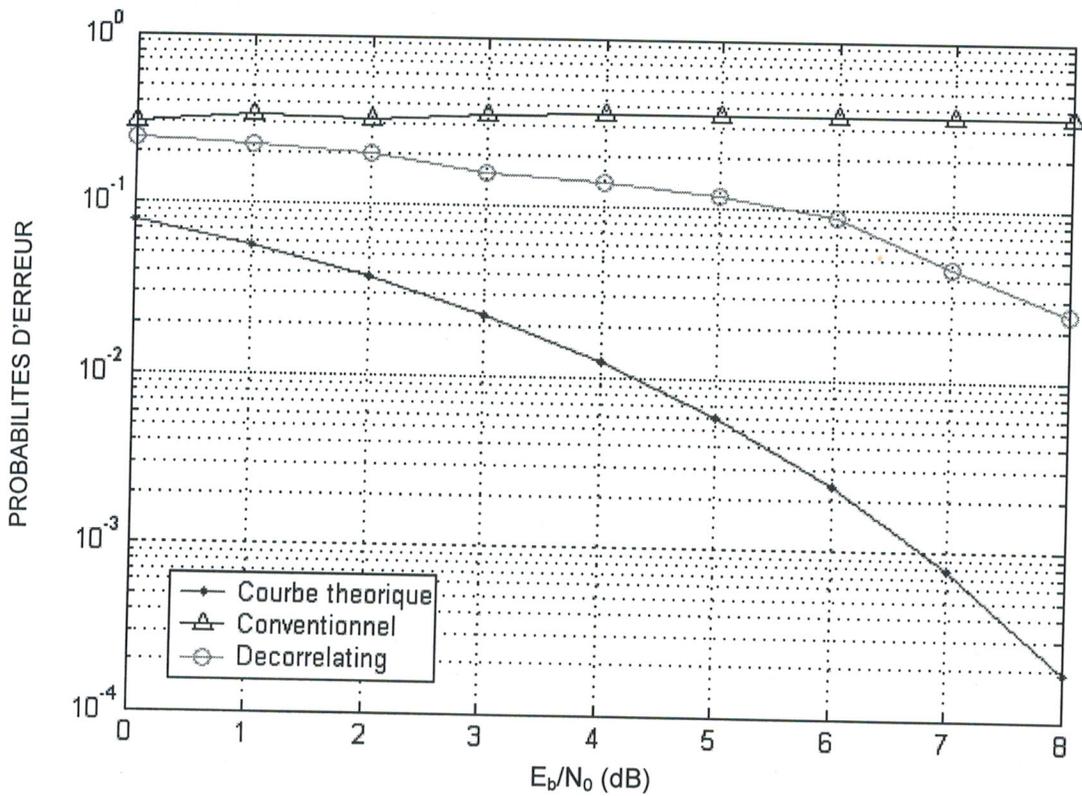


(b)

Figure 4.5 : Probabilité d'erreur, situation de contrôle parfait de puissance :  $RIS_k = 0$  dB. (a)  $K = 6$ . (b)  $K = 10$ .



(a)



(b)

Figure 4.6 : Probabilité d'erreur, situation de l'effet proche-loin :  $RIS_k = 10$  dB. (a)  $K = 6$ . (b)  $K = 10$ .

### 4.4.3. Récepteurs Multi-Utilisateurs basé sur le NCMA

Dans cette partie, nous proposons un détecteur multi-utilisateurs basé sur l'algorithme du module constant (NCMA). Le détecteur multi-utilisateurs peut être traité comme étant une transformation matricielle  $C(i)$  opérée sur la sortie  $r(i)$ . En se basant sur cette logique, la sortie du détecteur peut être exprimée par [51] :

$$X(i) = C(i)r(i) \quad (4.29)$$

On a :  $C_k^T(i) = (c_{k,1}(i) \ c_{k,2}(i) \ \dots \ c_{k,K}(i))$ , le  $k^{\text{ème}}$  vecteur de la matrice  $C(i)$ , de là la sortie du détecteur pour le  $k^{\text{ème}}$  utilisateur est :

$$X_k(i) = C_k^T(i)r(i) \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (4.30)$$

Comme on la vue précédemment, il existe plusieurs formes du CMA, on considère ici que le CMA dont la forme de la fonction coût est exprimée par:

$$J_k(C_k(i)) = \frac{1}{4} E \left[ \left( |X_k(i)|^2 - R_2 \right)^2 \right] \quad (4.31)$$

où  $R_2$  est une constante donnée par :

$$R_2 = \frac{E[|b_k|^4]}{E[|b_k|^2]} \quad (4.32)$$

Pour des modulations BPSK,  $R_2 = 1$ .

Une détection aveugle basée sur le NCMA ainsi défini, revient à rechercher le vecteur  $C_k(i)$  qui minimise la fonction coût  $J_k(C_k(i))$ .

En utilisant la méthode de descente, la formule récursive de chaque utilisateur peut être donnée par:

$$\begin{aligned} C_k(i+1) &= C_k(i) - \tilde{\mu} \frac{\partial J_k(C_k(i))}{\partial (C_k(i))} \\ &= C_k(i) - \tilde{\mu} r X_k(i) (X_k^2(i) - 1) \end{aligned} \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (4.33)$$

où  $\mu$  est le paramètre de descente normalisé et il est donné par [39]:

$$\tilde{\mu} = \frac{1}{X_k^H \cdot X}$$

où  $H$  dénote la transformé hermitienne et la constante  $R_2$  est remplacé par 1.

Après convergence de l'algorithme, la règle de décision pour l'utilisateur  $k$  a l'instant  $i$ , est donnée par [44]:

$$\hat{b}_k(i) = \text{sgn}(X_k(i)) \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (4.34)$$

#### 4.4.3.1. Analyse de la convergence

Puisque l'influence de l'erreur d'accès multiples sur les performances des détecteurs multi-utilisateurs dans un système DS-CDMA est plus importante que celle des bruits du canal, ces dernières sont négligées dans l'étude de la convergence. Pour simplifier l'étude, le facteur temps  $i$  est omis. De là, le vecteur reçu est donné par :

$$r = RWb \quad (4.35)$$

En substituant l'équation 4.35 dans 4.30, on a :

$$X_k = C_k^T RWb = S_k^T b \quad (4.36)$$

où  $S_k^T = (s_{k,1}, s_{k,2}, \dots, s_{k,K})$ ,

Cependant la fonction coût peut être calculée de la manière suivante [50] :

$$\begin{aligned} J_k(C_k) &= \frac{1}{4} \left[ -2 \sum_{i=1}^K s_{k,i}^4 + 3 \left( \sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 \right)^2 - 2 \sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 + 1 \right] \\ &= \frac{1}{4} \left[ 2 \left( \sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 \right)^2 - \sum_{i=1}^K s_{k,i}^4 \right] + \left( \sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 - 1 \right)^2 \end{aligned} \quad (4.37)$$

C'est évident que pour le premier terme de l'équation (4.37), tant que  $S_k$  est un vecteur non nul, on a :

$$\left( \sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 \right)^2 \geq \sum_{i=1}^K s_{k,i}^4 \quad (4.38)$$

Cette inégalité est vraie si et seulement si le vecteur  $S_k$  a plus d'une composante non nulle.

Au même temps et si et seulement si :

$$\sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 - 1 = 0 \quad \text{ou} \quad \sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 = 1 \quad (4.39)$$

Le second terme de l'équation (4.37) a un minimum zéro.

En combinant les l'équation (4.38) et (4.39) quand  $\sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 = 1$ ,  $\sum_{i=1}^K s_{k,i}^4 = 1$  si et seulement si  $S_k$  a une composante non nulle de module 1. De là, tous les minima de  $J_k(C_k)$  sont :

$$\begin{cases} s_{k,i}^2 = 1 \\ s_{k,j}^2 = 0 \quad j \neq i \end{cases} \quad (4.40)$$

Donc pour la détection de l'utilisateur  $k$ , les solutions désirées sont :

$$\begin{cases} s_{k,i} = 1 \\ s_{k,j} = 0 \quad j \neq i \end{cases} \quad (4.41)$$

Mais lors des simulations en remarque que l'algorithme converge vers des solutions indésirables quand  $i \neq k$ . Pour remédier à cette convergence indésirable les contraintes suivantes sur la matrice  $C_k$  doivent être satisfaites [51] :

- a).  $C_k \neq C_l$  (ou  $C_k \neq \lambda C_l$ )
  - b).  $C_{k,k} > 0$
  - c).  $C_{k,k} > |C_{j,k}|$  ( $j=1,2,\dots,K$ )
- (4.42)

Les contraintes a). et b). peuvent être réalisées par l'observation de la procédure de convergence et l'ajustage des limites variables de la matrice  $C$ . Après convergence de l'algorithme la contrainte c). peut être réalisé par une inversion de la matrice et le réarrangement des utilisateurs.

#### 4.4.3.2. Etude des performances

Dans ce paragraphe, nous cherchons à montrer le comportement du récepteur *aveugle* basé sur le NCMA en comparaison au récepteur conventionnel et au décorrélateur pour différents scénarios. Les conditions de simulation sont celles du paragraphe 4.4.2.1. Le  $RIS_k$  est choisi égal à 0 dB, ce qui correspond à une situation de contrôle parfait de puissance. Notons que la comparaison sera effectuée en terme de probabilité d'erreur, du rapport signal sur interférences plus bruits de sortie après convergence ( $SNIR$ ) et de l'erreur quadratique moyenne ( $MSE$ ).

Les résultats présentés (Figures 4.7, 4.8 et 4.9) sont donnés pour un certain nombre d'utilisateurs. Dans un premier temps nous avons choisi  $K=6$  utilisateurs (Figure 4.7), on peut clairement voir un comportement identique entre le décorrélateur et le détecteur aveugle.

Le deuxième cas (Figure 4.8) nous montre un comportement plus favorable du détecteur aveugle qui présente une sensibilité inférieure à l'augmentation du nombre d'utilisateurs ( $K=10$ ), que le décorrélateur qui présente une dégradation des performances très marquée dans ce cas.

D'une manière générale, nous avons observé un comportement acceptable du récepteur aveugle (Figures 4.7 et 4.8). Il est à noter aussi que nous avons observé une bonne robustesse de l'algorithme NCMA en terme d'erreur quadratique moyenne. A titre illustratif une évaluation des performances des récepteurs étudiés en terme du *SINR* de sortie est présentée à la Figure 4.10 pour les mêmes conditions de simulation. Ces résultats confirment les remarques et conclusions déjà annoncées.

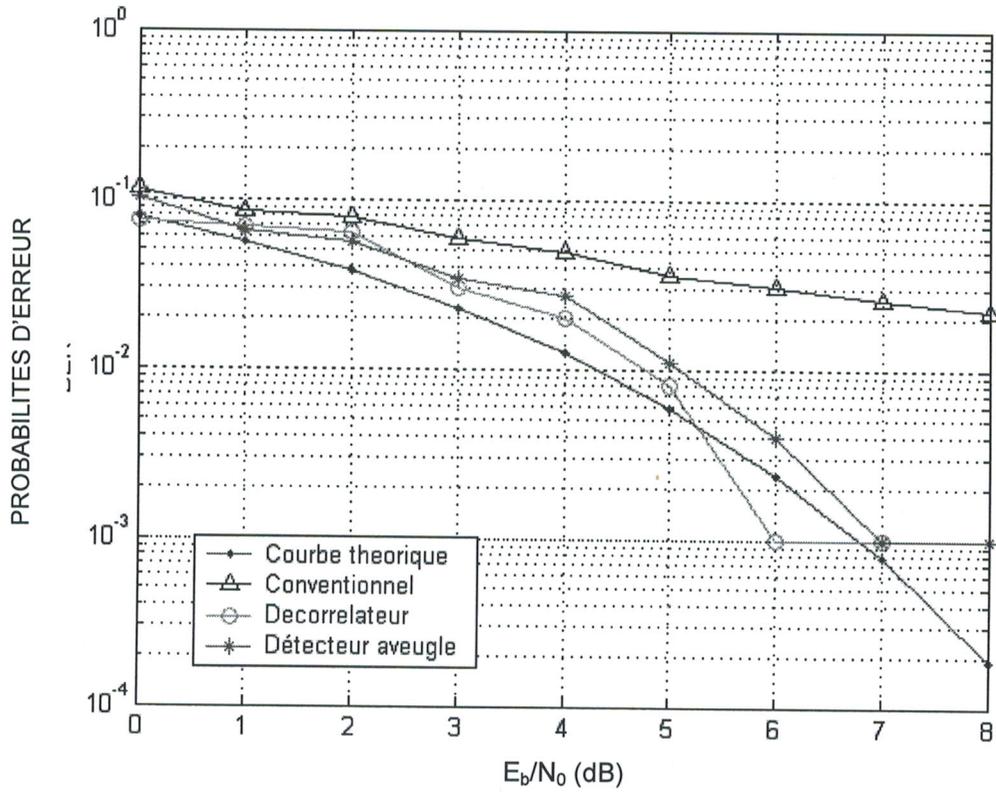


Figure 4.7 : Probabilité d'erreur, situation de contrôle parfait de puissance :  $RIS_k = 0$  dB,  $K = 6$ .

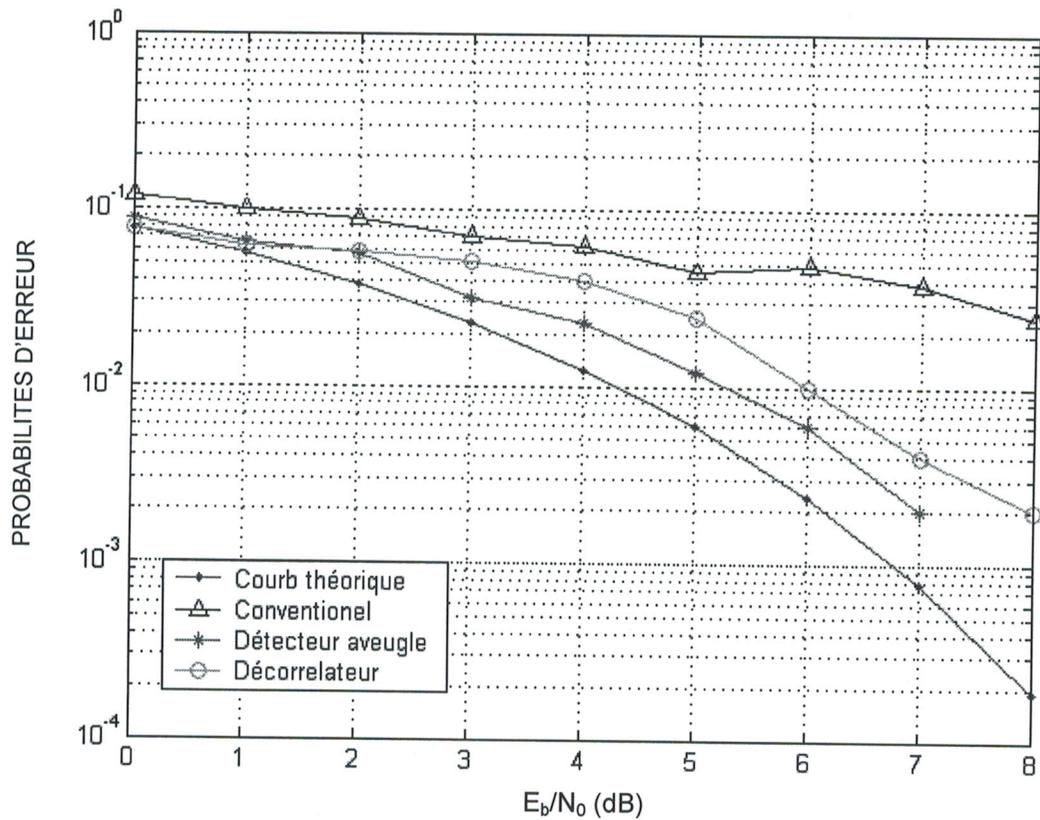


Figure 4.8 : Probabilité d'erreur, situation de contrôle parfait de puissance :  $RIS_k = 0$  dB,  $K = 10$ .

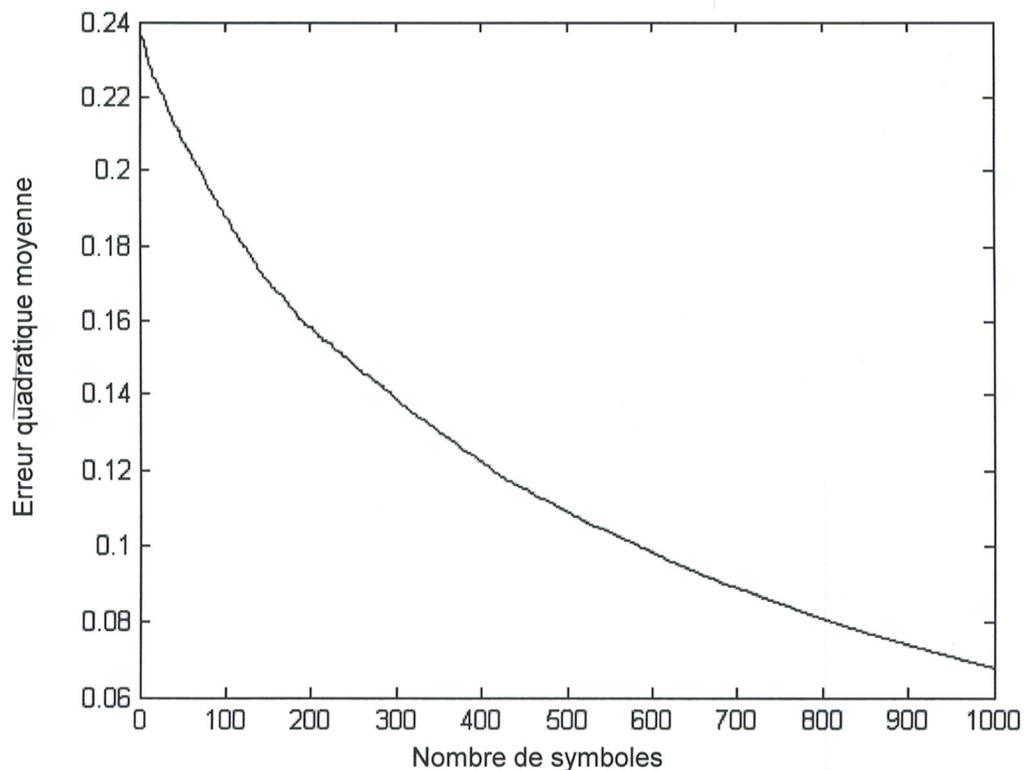


Figure 4.9 : Evolution de l'erreur quadratique moyenne du NCMA pour 1000 symboles

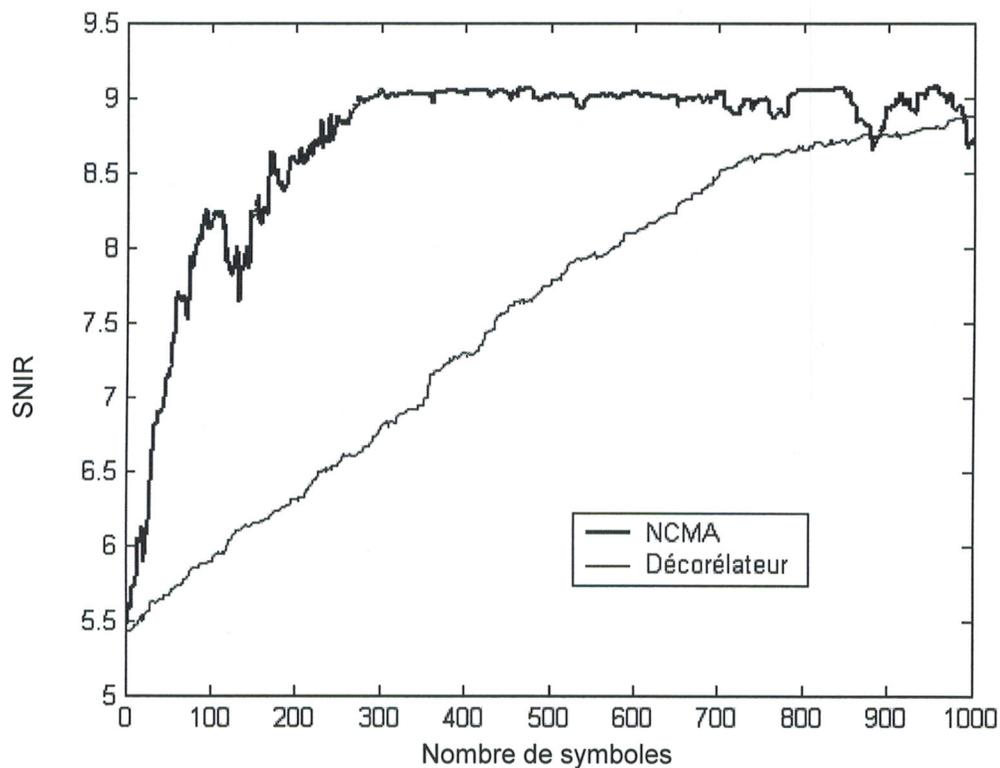


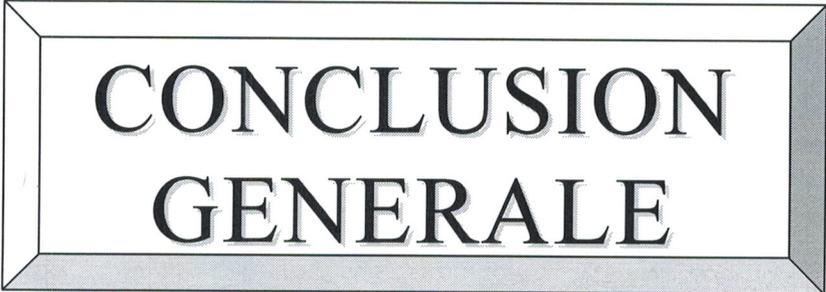
Figure 4.10 : Evolution du SNIR pour le NCMA et le Décorrélateur

## 4.5. Conclusion

Nous venons de développer dans ce chapitre, l'application de l'algorithme NCMA à la détection multi-utilisateurs aveugle.

Nous nous sommes livrés en premier lieu, à présenter le système DS-CDMA d'une façon générale dans un contexte multi-utilisateurs. Ensuite, nous avons présenté les récepteurs conventionnels et décorrélateur communément utilisés dans ce contexte tout en comparant leurs performances, où nous avons montré que le décorrélateur est plus approprié vu sa capacité à résister à l'effet proche-loin. Nous avons ensuite exposé le principe de l'approche aveugle basée sur l'algorithme NCMA, où nous avons montré que ce dernier reste comparable au décorrélateur pour un petit nombre d'utilisateurs et est plus performant pour un nombre d'utilisateur plus élevé.

L'étude des performances menées à travers des simulations a aussi aboutit à une amélioration appréciable en terme de probabilité d'erreur et en terme du *SINR* de sortie des récepteurs aveugles en comparaison avec les récepteurs décorrélateurs.



**CONCLUSION  
GENERALE**

## CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Parvenu au terme de ce mémoire, il nous est maintenant donné de dégager quelques conclusions portant sur les recherches poursuivies.

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est l'étude et l'application d'une nouvelle tranche d'algorithmes basés sur la méthode CMA pour la détection de signaux de communications. Ce problème intervient dans de nombreuses applications, notamment avec la forte demande en matière d'Internet et multimédias, des services promis par les nouvelles générations de terminaux radio-mobiles utilisant des antennes intelligentes. Dans le passé de tels services ont été confrontés à de nombreuses limitations.

Notre première tâche consistait à étudier d'une manière générale les signaux utilisés dans les systèmes de communications modernes. Pour cela, nous avons modélisé des signaux à bande étroite reçus sur un réseau de capteurs, de topologies définies (rectiligne et circulaire). Plusieurs hypothèses ont été utilisées pour simplifier la modélisation de ces signaux sans pour autant s'éloigner de la réalité. Une représentation matricielle est aussi donnée pour une manipulation plus aisée. Pour compléter notre modèle, nous avons mené dans cette première partie une caractérisation du canal radio-mobile, et modélisé les différents phénomènes de propagation tels que la dispersion et la diffusion.

Nous avons ensuite entamé l'étude générale des antennes intelligentes et leurs utilisations dans les systèmes radio-mobile. Pour cela, nous avons réalisé une étude sur la configuration et l'adaptation des réseaux intelligents d'antennes par les approches traditionnelles. Une description initiale de la nouvelle tranche d'algorithmes à étudier a été effectuée et donnée à la fin du chapitre 2 dans le but d'avoir une idée sur l'évolution des algorithmes et le passage des algorithmes déterministes aux algorithmes aveugles.

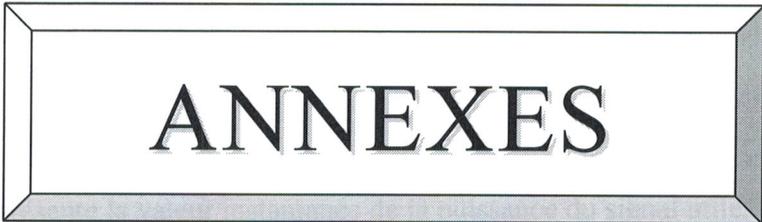
Après l'étude des algorithmes d'adaptation classiques, nous sommes passés au vif du sujet c'est-à-dire aux algorithmes d'adaptation aveugles, et plus précisément aux algorithmes de Godard plus connus sous le nom d'Algorithme à Module Constant (Constant Modulus Algorithm). Nous avons abordé dans cette partie l'aspect générale de ces algorithmes en étudiant la fonction coût sous sa forme la plus générale, et en analysant sa convergence. Nous avons aussi effectué une étude comparative entre les variantes de la méthode CMA les plus utilisées dans les télécommunications et tiré la plus performante d'entre elles pour l'adaptation de différentes topologies de réseaux d'antennes pour plusieurs cas concrets de simulation.

Pour montrer les performances du CMA et généraliser ses applications, nous avons analysé l'application de l'une des variantes du CMA à un détecteur multi-utilisateurs aveugle. La détection multi-utilisateurs est un problème d'actualité qui a une grande influence sur les systèmes de communication modernes. Cette étude très intéressante est amorcée par une recherche générale sur les détecteurs classiques utilisés pour des systèmes DS-CDMA tels que le détecteur conventionnel qui souffre du problème des effets proche-loin, et qui présente de grandes limitations pour les nouveaux systèmes de communications. Pour cela, nous avons aussi étudié le détecteur décorrélateur qui est plus performant. Nous avons ensuite appliqué l'algorithme NCMA (Normalized Constant Modulus Algorithm) à la structure du détecteur Multi-utilisateurs et nous avons comparé ses performances avec ceux des précédents détecteurs.

Outre les aspects analyse et synthèse de recherches bibliographiques et mise en œuvre de méthodes extraites de la littérature, nos contributions à ces travaux comportent deux volets. Premièrement au niveau de l'application des ces méthodes au réseaux d'antennes circulaires et l'amélioration des performance du CMA qui présente des convergences locales. Notre deuxième contribution est l'utilisation des algorithmes de Godard dans des détecteurs multi-utilisateurs et l'obtention de résultats très encourageantes pour d'éventuelles études approfondies et ultérieures du sujet.

Le travail présenté dans ce mémoire ouvre de nombreuses perspectives, que nous résumons par les axes de recherches suivants :

- Applications de ces méthodes pour des signaux larges bande.
- Amélioration de la détection de plusieurs signaux en utilisant des systèmes multi-étages.
- Faire une étude plus complète du système d'acquisition d'informations et l'extension de cette étude aux systèmes asynchrones.
- L'extension des applications à d'autres types de modulations numériques.
- Approfondir l'étude sur les détecteurs multi-utilisateurs très utilisés dans les télécommunications modernes.



# ANNEXES

## A.2 Calcul du rapport signal sur interférence (*SIR: Signal to Interferer Ratio*)

L'influence de l'interférence pure sur le signal utile est exprimée par le rapport SIR (en anglais : *Signal to Interferer Ratio*), de la puissance du signal utile  $P_u(k)$  sur la puissance des interférences pur  $P_I(k)$  (autre utilisateur par exemple), elle est donnée par :

$$SIR(k) = \frac{P_u(k)}{P_I(k)} \quad (\text{A.4})$$

Cette équation peut être exprimé en fonction du signal reçu en remplace la valeur du bruit  $n(k)$  par zéro, et donc le SIR s'exprime comme suite :

$$SIR_E^m(k) = \frac{|x_k(k)|^2}{\left| \sum_{i=1, i \neq m}^Q x_i(k) \right|^2} \quad (\text{A.5})$$

Après l'adaptation en introduisant le vecteur de pondération  $w(k)$  :

$$SIR_A^m(k) = \frac{|w^H(k)x_k(k)|^2}{\left| w^H(k) \sum_{i=1, i \neq m}^Q x_i(k) \right|^2} \quad (\text{A.6})$$

## A.3 Calcul du rapport signal sur bruit (*SNR: Signal to Noise Ratio*)

De la même manière que les deux rapports précédents, le SNR est défini comme étant le rapport entre la puissance du signal utile  $P_u(k)$  et le bruis pur  $P_n(k)$ , est donné par :

$$SNR(k) = \frac{P_u(k)}{P_n(k)} \quad (\text{A.7})$$

En fonction du signal reçu  $x_m(k)$  et du bruit pur  $n(k)$ , le rapport est donné par :

$$SNR_E^m(k) = \frac{|x_m(k)|^2}{|n(k)|^2} \quad (\text{A.8})$$

Après adaptation le rapport est exprimé par :

$$SNR_A^m(k) = \frac{|w^H(k)x_m(k)|^2}{|w^H(k)n(k)|^2} \quad (\text{A.9})$$

Les équations (A.3), (A.6) et (A.9) sont les équations utilisées pour l'analyse des performances des algorithmes CMA dans le chapitre 3.

## ANNEXE B

### SIGNAL PSK & BPSK (BINARY PHASE SHIFT KEY).

La modulation a pour rôle d'adapter un signal au canal sur lequel il sera émis.

En modulation numérique, ce signal n'est pas continu mais discret, et généralement binaire. Nous allons voir ici 2 méthodes de modulation numérique très répandues : les modulations PSK et BPSK.

#### B.1 Modulation par Phase Shift Keying

La modulation PSK consiste à faire varier la phase de la porteuse en fonction du signal. Si on a une porteuse  $A \cdot \cos(\omega_0 t)$ , le signal modulé est :

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_k) \quad (\text{B.1})$$

L'ensemble des phases  $\phi_k$  possibles est donné par :

$$\phi_k = \phi_0 + (2k + 1) \frac{\pi}{M} \quad \text{avec } 0 \leq k \leq M \quad (\text{B.2})$$

La valeur  $M = 2^n$  est le nombre de symboles pouvant être distingués. On voit que ces symboles sont répartis de manière uniforme sur un cercle de rayon 1. La figure B.1 donne les répartitions pour  $M = 2$  et  $M = 4$ . L'expression (B.1) peut encore s'écrire :

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\phi_k t) - A \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot \sin(\phi_k) \quad (\text{B.3})$$

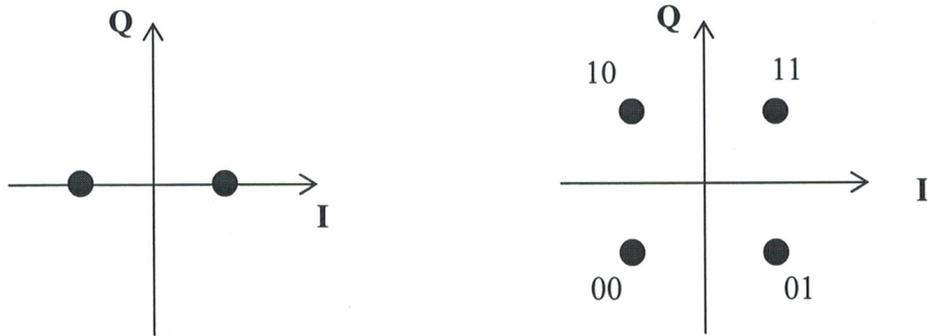
C'est donc la somme de 2 porteuses en quadrature.

#### B.2 Modulation BPSK

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

$$m(t) = k \cdot \cos(\omega_0 t) \quad \text{avec } k = \pm 1 \quad (\text{B.4})$$

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



**Figure B.1 :** *Modulation à 2 et 4 états de phase.*

## ANNEXE C

## CODES D'ETALEMENT

## C.1 Génération de codes

Les séquences pseudo-aléatoires constituées de +1, -1 (notés aussi 1, 0 selon l'approche) sont générées par matériel ou logiciel. Ces codes doivent respecter différentes propriétés :

- Equilibre (*balance*) des 0's (ou -1) selon la notation.
- La distribution des séquences (*run lengths*) de 1 consécutifs suit une loi géométrique : Une moitié des séquences est de longueur 1, un quart est de longueur 2, 1/8 est de longueur 3 etc....
- Une fonction d'auto-corrélation  $\sum pn(t).pn(t + \tau)$  (= nbr. d'accords - nbr. de désaccords) est à valeurs faibles sauf pour un décalage de zéro ou la période (si la séquence est périodique).

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

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

produits :  $+1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 \Rightarrow \Sigma = \text{nb. de chips} = 7$

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

$pn(t+1) = -1 +1 +1 +1 -1 +1 -1 \Rightarrow$  on reboucle la nième position en 1ère position.

produits :  $-1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 \Rightarrow \Sigma = \text{nb. d'accords} - \text{nb de désaccords} = -1$

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

**Remarque :**

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

## C.2 Codes m-séquences

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

Un générateur est typiquement constitué de N bascules dont certaines (détermination mathématique) sont rebouclées à travers un ou exclusif (notation 1,0) ou une multiplication (notation +1,-1). Avec N étages, la longueur maximale des séquences pseudo-aléatoires est de  $2^N - 1$  (les m-séquences). L'état tout à zéro est interdit. IS-95 utilise N=15. Le générateur en phase est construit sur le polynôme caractéristique (approche mathématique) :

$$P_c = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1 \tag{C.1}$$

qui indique des bouclages sur les étages 0, 5,7, 8, 9 13 et 15.

Exemple plus simple à trois étages :

états : 001, 011, 111, 110, 101,010,100, puis à nouveau 001 (les bits entrant à droite [= ou exclusif des positions 1 et 3,] constituent la séquence). Ces séquences ont une fonction d'auto-corrélation avec un maximum pour zéro à  $2^N - 1$ , et une valeur négligeable (-1) pour toute autre valeur du décalage.

Cette propriété permet de prendre comme ensemble de codes la même séquence avec les  $2^N - 1$  décalages possibles. Ces codes quasi-orthogonaux sont dits linéaires et nous les avons choisi pour notre application de détection multi-utilisateurs pour leur simplicité.

### C.3 Codes Gold

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

L	$2^L - 1$	Pair de m-séquences	Inter-corrélation : 3 valeurs			
5	31	[5,3] [5, 4, 3,2]	7	-1	-9	-29 %
6	63	[6,1] [6, 5, 2,1]	15	-1	17	-27 %
7	127	[7,3] [7, 3, 2,1]	15	-1	17	-13 %

Tableau C-1

### C.3 Codes de Barker

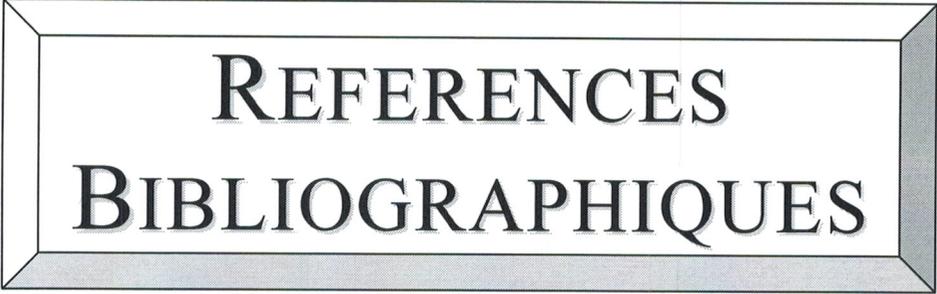
Les codes de Barker présentent une fonction d'auto-corrélation de même allure que les m-séquences.

## C.4 Générateur de Walsh

$2^N$  vecteurs de chacun  $2^N$  bits constitue un ensemble de codes parfaitement orthogonaux. Ils ont obtenus comme colonnes des matrices de Walsh construites par récurrence :

$$H_N = \begin{pmatrix} H_{N-1} & H_{N-1} \\ H_{N-1} & H_{N-1}^* \end{pmatrix} \quad (\text{C.2})$$

Matrice de Walsh à  $2^N$  lignes et colonnes. IS-95 utilise des mots de Walsh à 64 chips pour identifier les canaux sur la liaison directe.



REFERENCES  
BIBLIOGRAPHIQUES

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Richard B. Ertel, “**Antenna Array Systems: Propagation and Performance**”, Thesis of Electrical Engineering, July, 1999 Blacksburg, Virginia.
- [2] O. Besson, “**Introduction au traitement d’antennes**”, ENSICA, département avionique et systèmes, 2002.
- [3] Jacques DARRICAU, “**Radars Concepts et fonctionnalités**”, Techniques de l’Ingénieur, traité Télécoms, 2000.
- [4] François AUGER, “**Introduction à la théorie du signal et de l’information**”, Édition technique, Paris, 1999.
- [5] H. Krim and M. Viberg, “**Tow Decades of Array Signal Processing Research: The Pragmatic Approach**”, IEEE Signal processing Magazine, July 1996.
- [6] P. CHARGE, “**Traitement d’Antennes pour les Télécommunications : Localisation de sources et auto-calibration**”. Thèse de Doctorat de l’Ecole Doctorale 0366 S.T.I.M. Nantes, spécialité Electronique & Génie Electrique, Décembre 2001.
- [7] Jean AUVRAY, “**Traitement des signaux**”, Techniques de l’Ingénieur, traité Télécoms, 1998.
- [8] B. BENNADA, “**Réseaux de neurones pour l’adaptation de réseaux de capteurs**”, Thèse de Magistère, université Abou Bekr Belkaïde- Tlemcen. 2001.
- [9] J. E. RHODES, “**Field antenna handbook**”, June 1999.
- [10] J. Fuhl, A.F. Molisch, E.Bonek, “**Unified Channel Model for Mobile Radio Systems with smart antennas**”, IEE Proc-Radar, Sonar Navig, Vol 145, No 1, February 1998.
- [11] R.B. Ertel, P. Cardieri, K.W. Sowerby, J.H Reed, “**Oreview of Spatial channel Models for Antenna Array Communication Systems**”, IEEE Personnel communication, February 1998.
- [12] Matthias Pätzold, “**Mobile Fading Channels**”, JOHN WILEY& SONS, England 2002.
- [13] H.T Friis and C.B. Feldman, “**A multiple unit steerable antenna for short wave reception**”, Proc. IRE, Vol. 25, N°.7, 1937.
- [14] S. Drabowith, “**Modern antennas**”, Microwave and RF Technology Serie 12.Chapman and Holl, London 1998.
- [15] B. Windrow, P.E. Mantey, L.J. Griffiths and B.B. Goodb, “**Adaptive array systems**”, IEEE transaction on antenna and propagation, Vol.55, N°.12, December.1967, pp.2143-2159.

- [16] S. Applebaum, “**Adaptive array**”, IEEE transaction on antenna and propagation, Vol. 24, N°.5, September. pp 585-595. 1976.
- [17] Per H. Lehne and Magne Pettersen, “**An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems**”, IEEE Communications Surveys and Tutorials, 1999.
- [18] Web Profound Tutorials, <http://www.iec.org>, The International Engineering Consortium.
- [19] Lal, C. Godara. “**Applications of Antenna Arrays to mobile Communications, Part I: Performance Improvement, feasibility, and System Considerations**”. Proceedings of the IEEE, Vol. 85, No. 7, July 1997.
- [20] N G Chee, Desmond, “**Smart Antennas for Wireless Applications and Switched Beamforming**”, undergraduate thesis, University of Queensland, School of Information Technology and Electrical Engineering, 2001.
- [21] KIRAN K. SHETTY, “**A novel algorithm for uplink interference suppression using smart antenna in mobile communication**”, master of science submitted in Florida state university, 2004.
- [22] ISABEL ALBERT, “**Etude des matrice de Butler**”, Note technique N°146, centre spatial de Toulouse, Novembre 2002.
- [23] WILIAM f. GABRIEL, “**Adaptive processing array systems**”, proceeding of IEEE, Vol. 80, N°.1, January 1992.
- [24] P. H. Lehne, O. Rostbakken, and M. Pettersen, “**Estimating Smart Antenna Performance from Directional Radio Channel Measurements**”, Proc. 50th IEEE Vehic. Tech. Conf. VTC '99 Fall, Amsterdam, the Netherlands, September 1999, pp. 5761.
- [25] G. V. Tsoulos, M. A. Beach, and S. C. Swales, “**DS-CDMA Capacity Enhancement with Adaptive Antennas**”, Electronic Letters, vol. 13, no. 16, Aug. 1995, pp. 131920.
- [26] R.A MONZINGO, T.W. MILLER, “**Introduction to adaptive arrays**”, Willey-Interscience publication, 1980.
- [27] J.F. HUDSON, “**Adaptive array principle**”, IEEE Electromagnetic Waves, Series 11, 1991.
- [28] S. M BAHRI, “**Réseaux d’antenne auto-adaptatifs de détection pour systèmes radar par commutation Electronique de la phase d’alimentation**”, thèse de magister d’électronique signaux et systèmes, université Abou-Bekr-Belkaïd Tlemcen, avril 2002.
- [29] M.COHEN, “**Etude théorique et expérimentale d’une antenne réseau adaptative**”, thèse de docteur intérieur à l’Ecole nationale supérieur de l’aéronautique et de l’espace de Toulouse, Octobre 1983.
- [30] JOËL LEMORTON, “**Etude des possibilités d’intégration d’un déphaseur à ferrite en structure micro-ruban dans une antenne a réseaux et a diagramme adaptatif**”, thèse de docteur intérieur à l’Ecole nationale supérieur de l’aéronautique et de l’espace, décembre 1986.

- [31] Zhigang Rong, “**Simulation of adaptive array algorithms for CDMA systems**”, Master of science submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute, September, 1996.
- [32] GODARD, N. DOMINIQUE : “**Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems**”. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-28, No. 11, pages 1867-1875, November 1980.
- [33] J. Lundell and B. Windrow, “**Application of the constant modulus adaptive beamformer to constant and nonconstant modulus signals**”, Proc. Of the Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers, November 1987.
- [34] NGUYEN, TUAN; DING, ZHI: “**Blind CMA beamforming for narrowband signals with multipath arrivals**”. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol. 12, pages 157-172, 1998
- [35] J.R Treichler and B.G Agee, “**A new approach to multipath correction of constant modulus signals**”, IEEE Trans. Acoustics. Speech and Signal Process, Vol. ASSP-31, April 1983.
- [36] LARIMORE, M. G, TREICHLER, J. R.: “**Convergence behaviour of the constant modulus algorithm**”. Proceedings of the 1983 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, pages 13-16, Boston, April 1983
- [37] Onkar Dabeer and Elias Masry, “**Convergence Analysis of the Constant Modulus Algorithm**”, IEEE transactions on information theory, vol. 49, no. 6, June 2003.
- [38] A. BOUACHA, F. DEBBAT et F.T. BENDIMERAD, “**L’Algorithme du Module Constant Pour la Calibration de Réseaux Rectilignes et Uniformes d’Antennes**”, Conférence sur le génie électrique CGE’04, Bordj El Bahri Alger, avril 2005.
- [39] HILAL, KATIA; DUHAMEL, PIERRE: “**A convergence study of the constant modulus algorithm leading to a normalized-CMA and a block-normalized-CMA**”. Proceedings of the EUSIPCO 92, 4th European Signal Processing Conference, pages 135-138, Brussels, Belgium, August 1992
- [40] PAPADIAS, CONSTANTINOS B.; SLOCK, DIRK T. M.: “**On the convergence of normalized constant modulus algorithms for blind equalization**”. Proceedings of the DSP International Conference on Digital Signal Processing, pages 245-250, Nicosia, Cyprus, July 1993.
- [41] BIEDKA, E.THOMAS; TRANTER, H.WILLIAM; REED, H.JEFFREY: “**Convergence analysis of the least squares constant modulus algorithm**”. Proceedings of the Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, pages 541-545, Pacific Grove, CA, November 1996.
- [42] AGEE, G.BRIAN: “**The least-squares CMA: A new technique for rapid correction of constant modulus signals**”. Proceedings of the 1986 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, pages 953-956, Tokyo, April 1986.

- [43] Bernard Beckers , **“Suppression des interférences d'accès multiple dans les réseaux de communication CDMA”**, Thèse de doctorat, Université de Liège Faculté des Sciences Appliquées, 1999.
- [44] J. G. PROAKIS, **“Digital communications”** , McGraw-Hill, New York, 3 édition. 1995.
- [45] S. V. VERDU , **“Multiuser detection”**, Cambridge University Press, Cambridge. 1998.
- [46] U. MADHOW, **“Blind adaptive interference suppression for direct-sequence CDMA”**, Proceedings of the IEEE, vol. 86, n° 10, pages 2049-2069. 1998.
- [47] X. WANG et H. V. POOR, **“Blind equalization and multiuser detection in dispersive CDMA channels”**, IEEE Transactions on Communications, vol. 46, n° 1, pages 91-103. 1998.
- [48] X. WANG et H. V. POOR , **“Blind multiuser detection : A subspace approach”**, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, n° 2, pages 677-690. 1998.
- [49] F. DE COULON, **“ Théorie et traitement des signaux”**, série Traité d'Electricité, volume 6, édition GEORGI, Lausanne, Suisse. 1984
- [50] P. LASCAUX et R. THEODOR, **“Analyse numérique appliquée à l'art de l'ingénieur, volume 1 : Méthodes directes”**, Masson, Paris, 2 édition. 1993
- [51] Ping He, T. T. Tjhung, Lars K. Rasmussen, **“Constant modulus algorithm (CMA) for CDMA communication systems”**, IEEE Transactions on signal processing, 1998.

# *Détection Auto-Adaptative de Liaisons de Communications Sans Fils par les Méthodes Aveugles*

## RESUME

Les réseaux d'antennes de performances accrues sont capables de détecter une liaison utile de communication et de s'auto-adapter à tout environnement hostile de brouilleurs en minimisant toute dégradation du signal utile de communication.

Généralement, l'adaptation du réseau d'antennes à son environnement hostile de signaux indésirables est obtenue en contrôlant les pondérations complexes de l'alimentation de chaque élément du réseau.

Dans ce travail nous appliquons les méthodes aveugles, connues dans la littérature sous le nom d'algorithme de Godard ou algorithme à module constant (CMA), pour adapter et synthétiser le diagramme de rayonnement utile du réseau. Ces méthodes ne nécessitent pas l'emploi d'une séquence d'apprentissage, elles exploitent la propriété du module constant de la plupart des types de modulation utilisés dans la communication mobile.

Nous proposons aussi une application de ces méthodes à la détection multi utilisateurs aveugle dans un système CDMA.

### **Mots clés**

Détection, auto-adaptation, algorithme à module constant, réseaux d'antennes, détection aveugle multi-utilisateurs, système DS-CDMA.

---

---

## *Blind detection and beam-forming in wireless communications*

### ABSTRACT

This work presents new framework for the development and analysis of blind adaptive algorithms. An adaptive algorithm is said to be 'blind' if it does not require a known training sequence. The main focus is application of these algorithms to adaptive antenna arrays in mobile radio communications. Adaptive antenna arrays can reduce the effects of co-channel interference, multipath fading, and background noise as compared to more conventional antenna systems. For these reasons, the use of adaptive antennas in wireless communication has received a great deal of attention in the literature.

The analysis framework introduced here is shown to include the well-known Constant modulus algorithm (CMA). New results on the behavior of the CMA, NCMA and LSCMA are presented here, including analytic result on the convergence rate.

This framework is also used to propose a new blind multi-user detector in direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) systems.

### **Keywords:**

Adaptive array, constant modulus algorithm, blind multi-user detector, DS-CDMA systems.