

*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique*

*Université Ferhat Abbas – Sétif -1-*

*UFAS (ALGERIE)*

**THESE**

*Présentée à la Faculté de Technologie*

*Département d'Électronique*

*Pour l'obtention du diplôme*

*De doctorat en sciences*

*Par*

M. EL Hadi KENANE

**THEME**

---

***CONTRIBUTION A L'OPTIMISATION D'UN RESEAU  
D'ANTENNES INTELLIGENTES AU SYSTEME UMTS.***

---

Soutenue le 22 / 02 /2017 devant la commission d'examen

M. A. HASSAM	Prof. à l'université de Sétif	<b>Président</b>
M. F. DJAHLI	Prof. à l'université de Sétif	<b>Rapporteur</b>
M. N. BOUKEZZOULA	Prof. à l'université de Sétif	<b>Examineur</b>
M. A. MAYOUF	Prof. à l'université de Djelfa	<b>Examineur</b>
M. F. BOUTTOUT	Prof. à l'université de BBA	<b>Examineur</b>
M. D. KHEDROUCHE	MCA à l'université de Msila	<b>Examineur</b>

## **REMERCIEMENTS**

*Ce travail a été effectué au département d'électronique de l'université FERHAT ABBAS de Sétif, dans le cadre des activités de recherche du Laboratoire d'Instrumentation Scientifique (LIS), sous la direction du professeur F. DJAHLI.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Farid DJAHLI, professeur au département d'électronique de l'université de Sétif, qui a su encadrer cette thèse tout en me montrant la voie du travail autonome. Je lui exprime ma sincère reconnaissance pour sa disponibilité, ses conseils toujours judicieux et pour ses qualités scientifiques, pédagogiques et humaines.*

*Je remercie Messieurs A. HASSAM et N. BOUKEZZOULA, tous les deux professeurs à l'Université de Sétif 1, respectivement pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury et d'examiner mon travail. Je tiens également à remercier monsieur A. MAYOUF, professeur à l'Université de Djelfa, monsieur F. BOUTTOUT, professeur à l'Université de BBA et monsieur D. KHEDROUCHE, Maître de conférences à l'université de M'sila, pour avoir accepté de siéger dans le jury en qualité d'examineurs.*

*Je n'oublierai pas de remercier Dr. BOUZGOU Hassen et Dr. BENMEDDOUR Fadila, qui m'ont orienté vers des laboratoires où j'ai appris beaucoup de choses. Je leur souhaite beaucoup de courage et de bonheur.*

*Je remercie Allah, le tout puissant, de m'avoir aidé à poursuivre mes études. Je remercie également le département et l'université de Sétif pour m'avoir accordé un stage à l'étranger qui m'a permis de finaliser ma thèse.*

*Enfin, j'adresse mes remerciements à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réussite de ce travail.*

## **DEDICACES**

*Je dédie ce travail :*

*A la mémoire de ma très chère mère et à mon très cher père.*

*A tous les membres de ma famille, petits et grands.*

## **Table des matières**

<b>REMERCIEMENTS</b> .....	<b>II</b>
<b>DEDICACES</b> .....	<b>III</b>
<b>TABLE DES MATIERES</b> .....	<b>IV</b>
<b>LISTE DES SYMBOLES</b> .....	<b>I</b>
<b>LISTE DES ABREVIATIONS</b> .....	<b>I</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	<b>2</b>
<b>ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES INTELLIGENTES</b> .....	<b>8</b>
<b>I.1 Introduction</b> .....	<b>8</b>
<b>I.2 Le canal de propagation</b> .....	<b>9</b>
I.2.1 Le canal multi-trajets.....	9
I.2.2 L'effet Doppler ou décalage en fréquence ( <i>Doppler shift</i> ).....	11
I.2.3 L'évanouissement ( <i>fading</i> ).....	12
<b>I.2.3.1 Types d'évanouissement</b> .....	<b>12</b>
<b>I.2.3.2 Caractéristiques des évanouissements</b> .....	<b>13</b>
I.2.4 La distribution de Rayleigh.....	13
I.2.5 Dispersion de temps .....	14
<b>I.3 Les antennes réseaux</b> .....	<b>15</b>
<b>I.4 Les antennes intelligentes</b> .....	<b>16</b>
<b>I.5 Concept d'antennes intelligentes [35]</b> .....	<b>17</b>
<b>I.6 Structure d'une antenne intelligente</b> .....	<b>18</b>
<b>I.7 Avantages des antennes intelligentes</b> .....	<b>20</b>
I.7.1 Réduction de la taille du motif (RTM) .....	21
I.7.2 Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (ou SDMA en anglais).....	21
<b>I.8 Types d'antennes intelligentes</b> .....	<b>21</b>

I.8.1	Techniques fixes de formation de faisceau (les systèmes à faisceaux commutés – SBA)...	22
I.8.2	Autres techniques de formation fixe de faisceau .....	23
<b>I.9</b>	<b>Antennes adaptatives .....</b>	<b>23</b>
<b>I.10</b>	<b>Réseaux d'antennes et antennes intelligentes.....</b>	<b>24</b>
I.10.1	Réseau déphasé .....	24
I.10.2	Réseau à faisceau commutable.....	25
I.10.3	Réseau adaptatif .....	26
I.10.4	Localisation par une antenne intelligente .....	26
<b>I.11</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>27</b>
<b>LES TECHNIQUES DE BEAMFORMING .....</b>		<b>29</b>
<b>II.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>29</b>
<b>II.2</b>	<b>Les réseaux d'antennes .....</b>	<b>29</b>
II.2.1	Définition d'un réseau d'antennes .....	30
II.2.2	Configurations des réseaux d'antennes.....	30
II.2.2.1	Le réseau linéaire .....	30
II.2.2.2	Le réseau circulaire.....	31
II.2.2.3	Le réseau planaire.....	31
II.2.3	Etude analytique d'un réseau quelconque.....	31
II.2.4	Etude analytique d'un réseau linéaire .....	33
II.2.4.1	Les crêtes et les zéros du facteur de réseau .....	34
II.2.4.2	La largeur de bande à mi puissance (HPBW) .....	35
II.2.5	Le réseau à balayage électronique.....	35
II.2.5.1	Comparaison entre les deux inclinaisons électronique et mécanique .....	37
II.2.6	Le couplage mutuel.....	39
<b>II.3</b>	<b>Les antennes intelligentes.....</b>	<b>40</b>
II.3.1	Le réseau à faisceaux commutés ou répartiteurs de faisceaux ( <i>switching beams antennas</i> ).....	41
II.3.1.1	Les répartiteurs de faisceaux analogiques .....	42
II.3.2	Les répartiteurs de faisceaux numériques .....	45

II.3.2.1 Le réseau à commande de phase .....	45
II.3.2.2 Le réseau à commande numérique .....	46
<b>II.4 Les techniques de <i>beamforming</i> d'un réseau d'antennes adaptatif .....</b>	<b>47</b>
II.4.1 Le beamformer LMS .....	49
II.4.1.1 Le modèle mathématique du filtre adaptatif .....	49
II.4.1.2 Exemple d'application .....	51
II.4.2 Méthode des moindres carrés récurrents (RLS beamformer) .....	54
II.4.3 L'optimum du rapport <i>SINR</i> .....	54
<b>II.5 Conclusion .....</b>	<b>55</b>
<b>METHODE DE SYNTHÈSE D'UN RESEAU D'ANTENNES BASEE SUR LA</b>	
<b>TECHNIQUE DES MAUVAISES HERBES .....</b>	<b>57</b>
<b>III.1 Introduction .....</b>	<b>57</b>
<b>III.2 Synthèse d'un réseau d'antennes .....</b>	<b>58</b>
<b>III.3 Recherche d'une méthode de synthèse .....</b>	<b>59</b>
III.3.1 Position du problème .....	59
III.3.2 Les critères de choix .....	60
III.3.2.1 Critère d'erreur .....	61
III.3.2.2 La précision des résultats et le temps de calcul .....	61
III.3.2.3 Les contraintes .....	61
III.3.3 Le choix de la méthode .....	62
<b>III.4 Synthèse des réseaux d'antennes par l'approche des mauvaises herbes .</b>	<b>62</b>
<b>III. 5 Mécanisme de recherche des mauvaises herbes .....</b>	<b>63</b>
III.5.1 Initialisation .....	64
III.5.2 Evaluation .....	64
III.5.3 Reproduction .....	64
III.5.4 Répartition spatiale .....	65
III.5.5 Choix de la valeur optimale de l'écart type .....	66
III.5.6 La Limitation .....	68
III.5.7 Exclusion compétitive .....	68

III.5.8 Le critère d'arrêt.....	69
<b>III.6 Quelques caractéristiques de la méthode IWO .....</b>	<b>71</b>
III.6.1 Avantages de l'algorithme IWO .....	71
III.6.2 Limites de l'algorithme IWO .....	71
III.6.3 Domaines d'application .....	72
<b>III.7 Optimisation d'un réseau linéaire avec un diagramme Cosine .....</b>	<b>72</b>
III.7.2 Formulation du problème.....	75
III.7.3 Synthèse à partir d'un gabarit désiré .....	76
III.7.4 Validation et présentation des résultats de simulation.....	79
<b>III.8 Conclusion.....</b>	<b>82</b>
<b>SYNTHESE D'UN RESEAU D'ANTENNES NON UNIFORME PAR MIWO .....</b>	<b>85</b>
<b>IV.1 Introduction .....</b>	<b>85</b>
<b>IV.2 Les réseaux d'antennes non uniformes .....</b>	<b>85</b>
<b>IV.3 Formulation du problème.....</b>	<b>88</b>
<b>IV.4 Les paramètres de la méthode des mauvaises herbes .....</b>	<b>90</b>
<b>IV.5 Validation de la méthode de formation de faisceau : application à la synthèse des réseaux directifs .....</b>	<b>91</b>
IV.5.1 Synthèse d'un réseau à 10 éléments .....	92
IV.5.1.1 Conception sans contrainte .....	92
IV.5.1.2 Conception avec contrainte .....	94
IV.5.2 Synthèse d'un réseau à 26 éléments .....	97
IV.5.3 Synthèse d'un réseau à 28 éléments .....	100
IV.5.4 Synthèse d'un réseau à 32 éléments .....	103
<b>IV.6 Conclusion.....</b>	<b>106</b>
<b>SYNTHESE D'UN RESEAU D'ANTENNES ADAPTATIF PAR LA TECHNIQUE MIWO.....</b>	<b>108</b>
<b>V.1 Introduction.....</b>	<b>108</b>
<b>V.2 Problématique .....</b>	<b>109</b>

V.2.1 Le formateur MVDR .....	109
V.2.2 Définition de la fonction de coût .....	110
<b>V.3 Formation des voies optimales par MIWO .....</b>	<b>112</b>
<b>V.4 Présentation des résultats.....</b>	<b>113</b>
Exemple 1 : $SNR=10$ dB et Cinq interférences .....	114
Exemple 02 : $SNR=30$ dB et Cinq interférences .....	117
Exemple 03 : $SNR=10$ dB, sept interférences .....	120
Exemple 04 : $SNR=30$ dB, sept interférences .....	123
<b>V.5 Conclusion .....</b>	<b>126</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>128</b>
<b>LISTES DES PUBLICATIONS ET DES COMMUNICATIONS .....</b>	<b>131</b>
Publications .....	131
Communications .....	131
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>133</b>

## LISTE DES SYMBOLES

$A_e$  : Diagramme d'élément.

$AF$  : *Array Factor* (Facteur de Réseau)

$M$  : Nombre de sources

$N$  : Nombre d'antennes dans le réseau

$K$  : Nombre d'échantillons

$(.)^T$  : Transposé

$(.)^H$  : Transposé conjugué

$(.)^{-1}$  : Inversion

$\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta})$  : Vecteur source

$\mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta})$  : Matrice source

$\mathbf{I}$  : Matrice Identité

$\hat{\cdot}$  : Estimé

$\mathbf{W}(\mathbf{n})$  : Vecteur de pondération

$w_n$  : Pondération du nième élément dans le réseau

$a_n$  : Amplitude du courant d'excitation du nième élément

$|\cdot|$  : Valeur absolue

$f_d$  : Fréquence doppler

$c$  : Célérité de l'onde reçue

$d$  : Distance inter-éléments

$R$  : Matrice de corrélation

$x_n$  : Position du nième élément dans le réseau

$BW_c$  : Largeur de bande calculée

$BW_d$  : Largeur de bande désirée

$SD$  : Ecart type

$mod$  : Indice de modulation

$sgn$  : Fonction de signe

$csc$  : Fonction cosécante

$p$  : Probabilité de mutation

$iter$  : Nombre d'itérations

$s(k)$  : Vecteur du signal désiré

$i(k)$  : Vecteur des interférences

$n(k)$  : Vecteur de signal bruit

- $\alpha$  : Coefficient de pondération
- $\beta$  : Déphasage progressif d'excitation
- $\theta$  : Direction d'arrivée
- $\theta_o$  : Direction du lobe principal
- $\Theta$  : Vecteur des directions d'arrivée
- $\lambda$  : Longueur d'onde
- $\Xi$  : valeur très grande
- $\sigma^2$  : Variance du bruit
- $\varphi_n$  : Phase du courant d'excitation du nième élément

## **LISTE DES ABREVIATIONS**

**ACO** : Ant Colony Optimization

**ADIWO** : Adaptive Dispersion IWO

**AMRS** : Accès Multiple par Répartition Spatiale

**AOA** : Angle of Arrival

**ARPT** : Autorité de Régulation de la Poste et des Télécommunications

**BTS** : Base Transceiver Station

**CDMA** : Code Division Multiple Access

**CLPSO** : Comprehensive Learning PSO

**CMA** : Constant Modulus Algorithm

**CSO** : Cat Swarm Optimization

**CTE** : Composite Taylor-Exponent

**dB** : Décibel

**DE** : Differential Evolution

**DFT** : Discret Fourier Transform

**DMI** : Direct Matrix Inversion

**DOA** : Direction of Arrival

**DSP** : Digital Signal Processor

**EM** : Electromagnétique

**ESPRIT** : Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques

**FDMA** : Frequency Division Multiple Access

**FFT** : Fast Fourier Transform.

**FIB** : Fréquence Invariant Beamformer

**FNBW** : First Null Beam Width

**GA** : Genetic Algorithm

**GSM** : Global System for Mobile Communication

**FDD** : Frequency Duplex Division

**HPBW** : Half Power Beam Width

**HR** : Haute Résolution

**IES** : Interférence entre Symboles

**IWO** : Invasive Weeds Optimization

**KLMS** : Kernel LMS

**LMS** : Least Mean Square Algorithm

**LOS** : Line of Site

**MIWO** : Modified IWO

**MMSE** : Minimum Mean Square Error

**MS** : Mobile Station

**MVDR** : Minimum Variance Distortion-less Response

**MUSIC** : MUltiple SIgnal Classification

**NLOS** : Non-Line of Site

**PDP** : Power Delay Profile

**PSO** : Particule Swarm Optimization

**QP** : Quiescent Pattern

**RF** : Radio Frequency

**RMS** : Root Mean Square

**RTM** : Réduction de Taille du Motif

**RIF** : Réponse à Impulsion Finie

**RLS** : Recursive Least Squares algorithm

**SAGE** : Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization

**SBA** : Switched Beam Antenna

**SDMA** : Spatial Division Multiple Access

**SINR** : Signal to Interference plus Noise Ratio

**SIR** : Signal to Interference Ratio

**SLL** : Side Lobe Level

**SMI** : Sample Matrix Inversion

**SNR** : Signal to Noise Ratio

**SOI** : Signal Of Interest

**TDD** : Time Duplex Division

**TDMA** : Time Division Multiple Access

**TFDMA** : Time-Frequency Division Multiple Access

**TSA** : Tabu Search Algorithm

**ULA** : Uniform Linear Array

**UMTS** : Universal Mobile Telecommunication System

**WCDMA** : Wideband Code Division Multiple Access

# **Introduction générale**

## Introduction générale

Au cours de ces dernières années, le développement des systèmes de la télécommunication mobile a connu une explosion technologique fulgurante à cause du besoin de la mobilité dans tous les domaines de la vie quotidienne. Le dernier rapport de l'ARPT (Autorité de Régulation de la Poste et des Télécommunications), publié en décembre 2015, souligne l'augmentation de l'usage de la téléphonie mobile 3G chez les Algériens avec plus de 16 millions d'abonnés. L'évolution est notable dans tous les réseaux de communication sans fil. Cette progression exige d'introduire de nouvelles technologies visant à améliorer les performances des échanges de l'information, d'augmenter la couverture, d'améliorer la qualité de service pour les abonnés et, par conséquent, d'augmenter encore plus le nombre d'utilisateurs [1].

Bien que, depuis des années, le domaine des télécommunications sans fil ait connu une évolution rapide et continue, il enregistre quelques limitations à cause de la saturation du spectre radio ce qui diminue la qualité de service et la capacité du système [2].

Parmi les techniques utilisées pour accroître la capacité des systèmes, on peut citer les techniques d'accès multiples en temps (Time Division Multiple Access : TDMA), en fréquence (Frequency Division Multiple Access : FDMA) et en codage (Code Division Multiple Access : CDMA). Le réseau de deuxième génération (GSM : Global System for Mobile Communication), a été conçu dans les années 80. Il utilise des transmissions numériques en se basant sur la technique en temps et en fréquence (TFDMA). Le réseau GSM fonctionne dans deux bandes (900 MHz et 1800 MHz). Pour le réseau de la troisième génération (Universal Mobile Telecommunication System : UMTS), la technique d'accès utilisée est WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access). Généralement, les bandes des fréquences utilisées ont une largeur de 60 MHz (1920-1980 MHz et 2110-2170 MHz) pour les systèmes FDD (Frequency Duplex Division) et une largeur de 15MHz (2010-2025 MHz) pour les systèmes TDD (time duplex division) qui utilisent la même bande de fréquence dans les deux sens (montant et descendant) [3].

Les réseaux de troisième génération permettent de transmettre des signaux avec de différentes qualités de services et des débits très hauts (de 2 à 42Mb/s définis par le réseau UMTS) par rapport aux générations précédentes telles que le réseau GSM [4].

Pour répondre à cette augmentation de la capacité et du débit de transmission (en plus du problème de couverture), une solution fiable réside dans l'utilisation des systèmes intelligents qui s'adaptent mieux aux besoins de l'environnement, sans avoir à installer de nouveaux sites [5].

Quelle que soit la complexité d'une antenne isolée, son diagramme de rayonnement reste statique et fixe. Pour obtenir un diagramme de rayonnement dynamique ou variable, il faut utiliser un groupement d'antennes appelé réseau. Une combinaison optimale de l'un des paramètres de ce réseau permet d'obtenir un diagramme de rayonnement optimisé, avec les caractéristiques exigées par le concepteur (des niveaux de lobes secondaires très bas, la directivité recherchée, une ouverture à mi- puissance très étroite et un lobe principal de forme spécifique : forme cosinus).

Le système intelligent exploite le domaine spatial des canaux radio mobiles à l'aide d'un réseau d'antennes (quelle que soit la topologie utilisée) commandé par un processeur adaptatif, capable d'estimer les besoins de l'environnement telles que la direction d'arrivée (DOA : Direction Of Arrival), l'angle d'arrivée (AOA : Angle Of Arrival), les directions des interférences et leur nombre [6-8]. Ces estimations sont utilisées dans le calcul des différents paramètres du réseau d'antennes (poids d'alimentation, distances inter-éléments) afin de contrôler le diagramme de rayonnement pour obtenir les caractéristiques exigées par le concepteur. Ceci permet la poursuite d'un mobile afin de maximiser le rapport SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) et donc d'augmenter la qualité de service (QoS) et d'améliorer sensiblement la couverture.

Les antennes intelligentes ont la capacité de réagir, automatiquement et en temps réel, aux différentes modifications du canal de propagation. Elles permettent aussi de réduire les niveaux des lobes secondaires se trouvant dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal dans la direction utile [9,10]. Ce type de réseaux d'antennes peut modifier son diagramme de rayonnement, de façon dynamique, pour s'adapter aux différents problèmes de l'espace environnant (bruits, interférences, effets de propagation tels que les trajets multiples). Une antenne adaptative peut donc être définie comme un réseau d'antennes

capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres, grâce à une boucle de retour de décision interne, pendant son fonctionnement.

Ces antennes sont utilisées pour augmenter le rapport SINR à la réception et peuvent être considérées comme des antennes à faisceaux modelés pour l'émission. Le lobe principal doit être dirigé vers l'utilisateur, tout en intercalant des zéros vers les directions des signaux d'interférence ; cette technique est basée sur ce qu'on appelle la formation des faisceaux (*Beamforming*) [11]. Il existe deux types de *beamforming* : *beamforming* à poids fixe et *beamforming* adaptatif. Pour les systèmes à commutation de faisceaux (*switched beam* : matrice de Butler [12], matrice de Blass [13], lentille de Rotman [14],...), un certain nombre de faisceaux fixes est utilisé sur le site d'antenne, où le récepteur doit sélectionner le faisceau qui contient le maximum d'intensité du signal utile et réduire les interférences. Bien que les systèmes à commutation de faisceaux soient très simples et faciles à moderniser, les systèmes adaptatifs sont plus performants [15]. Enfin, ces systèmes adaptatifs reposent sur un réseau d'antennes et un processeur récepteur adaptatif en temps réel, qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau, afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. La technologie des antennes adaptatives a suscité beaucoup d'intérêt dans le monde entier ces dernières années. L'intérêt d'introduire les antennes adaptatives dans un réseau radio-mobile réside dans la possibilité de réduire les interférences et, par conséquent, d'augmenter la capacité du réseau.

Plusieurs méthodes d'optimisation analytiques et stochastiques ont été développées pour la formation des faisceaux adaptatifs. Dans les problèmes électromagnétiques de synthèse (non linéaire), les méthodes stochastiques sont plus robustes que les algorithmes déterministes [16].

Parmi les méthodes stochastiques les plus populaires en électromagnétisme, on peut citer la méthode des mauvaises herbes ou herbes envahissantes (*Invasive weeds optimisation*) [17], l'algorithme génétique [18], l'essaim de particules [19],... Ces méthodes permettent d'aboutir aux caractéristiques de rayonnement désirées, en contrôlant les paramètres du réseau à savoir les poids d'alimentation et la distance inter-éléments. A cause de leur souplesse et leur facilité d'implémentation, les réseaux déphasés (*Electronically scanned arrays*) sont largement utilisés dans le domaine des télécommunications sans fil tels que le radar, l'astronomie et l'imagerie [20]. Ce type de réseau permet de commander électroniquement la direction du lobe principal, sans avoir recours à une inclinaison mécanique de l'antenne

comme pour les antennes classiques (omnidirectionnelles, tri-sectorielles ou directives). Ceci rend possible le contrôle de l'alimentation dans les antennes intelligentes qui exigent un temps de réponse très court.

Dans cette thèse, on s'intéresse au développement d'une méthode d'optimisation récente (en utilisant Matlab) qui permet de faire la synthèse d'un réseau d'antennes linéaires en contrôlant les poids d'alimentations et/ou la distance inter-éléments d'un réseau d'antennes adaptatif, afin de maximiser le rapport signal à bruit plus interférences (SINR) et minimiser le niveau de lobes secondaires (NLS).

Cette méthode récente, dite méthode des mauvaises herbes (*invasive weed optimization*), est inspirée du comportement intelligent de la colonisation des mauvaises herbes dans la nature. Elle a été développée, pour la première fois en 2006, par Mehrabian et Lucas [21], puis modifiée afin d'augmenter la vitesse de convergence et améliorer l'exploration de l'espace de recherche. Le choix de l'écart type affecte souvent les deux caractéristiques précédentes (la vitesse de convergence et l'exploration de l'espace de recherche). Pour évaluer la robustesse et les performances de cette méthode par rapport à des autres méthodes telles que l'algorithme génétique, l'essaim de particule et l'algorithme d'évolution différentielle (DE), plusieurs exemples de synthèse seront présentés.

Pour mieux appréhender le contexte de l'étude, le premier chapitre dressera un état de l'art des antennes intelligentes ainsi que leurs types (adaptatif et à commutation de faisceaux), en faisant ressortir leurs avantages, leurs principes et les principaux concepts utilisés. Nous aurons, également, fait une mise au point sur les différentes méthodes actuelles de traitement utilisées comme la technique de formation des lobes (*beamforming*). La synthèse d'antennes intelligentes à un réseau de communication permettra, d'une part, d'optimiser le diagramme de rayonnement dans toutes les directions de l'espace et d'une autre part, d'annuler certaines directions. Ceci va éliminer les émissions parasites qui pourraient perturber les autres communications ou diminuer le débit de transmission de données.

Dans le deuxième chapitre, on présentera un état de l'art sur la formation des lobes (*beamforming*), en étudiant les différentes techniques de formation des faisceaux (*beamforming*) utilisées dans le domaine des antennes adaptatives. Ceci devrait constituer une approche prometteuse pour améliorer la couverture, la qualité et la capacité des réseaux de communication mobile. Ces techniques sont classées suivant leurs domaines d'application en

deux types : analogique et numérique. Les *beamformers* analogiques utilisent des matrices (telles que la matrice de Butler et la matrice de Blass) ou des lentilles (comme la lentille de Rotman). Pour les *beamformers* numériques, différentes procédures utilisées dans les antennes adaptatives seront présentées. Enfin, on décrira brièvement quelques principaux algorithmes liés aux systèmes d'antennes intelligentes tels que les algorithmes LMS et RLS [22].

Le troisième chapitre est composé de deux parties. La première partie sera consacrée à la présentation générale de la méthode de synthèse (l'algorithme de mauvaises herbes). On y présentera une nouvelle version modifiée de cet algorithme, qui combine l'algorithme standard des mauvaises herbes avec un processus de mutation avec probabilité, inspiré de l'algorithme génétique, pour évaluer l'écart type, itérativement. Dans la deuxième partie, une synthèse d'un réseau d'antennes linéaires, à faisceaux de forme cosécante sera présentée. Cette synthèse consiste à déterminer la loi d'alimentation complexe où la distance inter-éléments est fixe ( $0.5\lambda$ ) ; ce qui permet d'aboutir à un diagramme de rayonnement situé à l'intérieur des limites d'un gabarit imposé par l'utilisateur. Pour évaluer les performances de cette technique, on fera une comparaison avec d'autres méthodes trouvées dans la littérature.

Le quatrième chapitre est consacré à la synthèse d'un réseau d'antennes linéaire en agissant sur la distance inter-éléments.

Dans le dernier chapitre, nous ferons la synthèse (par IWO modifié) d'un réseau d'antennes adaptatif et nous présenterons les résultats de simulation des différents exemples traités.

Enfin, nous terminerons cette thèse par une conclusion générale qui permettra d'évaluer les différents résultats obtenus et nous présenterons des perspectives pour nos travaux futurs.

# Etat de l'art sur les antennes intelligentes

## Etat de l'art sur les antennes intelligentes

### I.1 Introduction

Les systèmes de télécommunications actuels sont déployés avec des antennes classiques (Omnidirectionnelles, sectorielles...). Cependant, l'évolution technologique en matière de systèmes de télécommunications a limité la partie analogique. Maintenant, ces systèmes sont basés sur trois éléments : les stations mobiles, la station de base et le milieu de propagation. L'énergie rayonnée par l'antenne de la station de base est habituellement fixée et ne peut pas être modifiée en cours d'utilisation. Ceci entraîne de nombreux inconvénients comme la limitation du nombre d'utilisateurs. Les diagrammes de rayonnement sont déterminés de manière à obtenir une couverture optimale. Cependant, ces diagrammes sont figés et ne peuvent donc pas s'adapter aux conditions de propagation (influence des obstacles, trajets multiples...) [23].

L'objectif visé est d'avoir des antennes qui permettent d'adapter l'énergie rayonnée en fonction des besoins de l'environnement ; ces antennes sont communément appelée «antennes intelligentes» [24]. Elles sont basées sur des réseaux d'antennes avec différentes topologies (linéaire, planaire, circulaire...) et peuvent combiner, de manière dynamique, les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. Ces antennes peuvent être orientées dans des directions privilégiées pour suivre un mobile tout au long de la communication. Ceci permet de limiter l'interférence créée par les signaux émis vers ce mobile et réduire les niveaux des signaux brouilleurs émis par d'autres mobiles.

Contrairement aux systèmes traditionnels, les systèmes équipés d'une antenne intelligente déterminent la position des utilisateurs et des signaux parasites dans le but de concentrer la puissance uniquement dans la direction des utilisateurs. Les systèmes d'antennes divisent l'espace angulaire en plusieurs secteurs, contenant chacun, un diagramme de

rayonnement prédéterminé. Lorsque l'utilisateur entre dans la zone de couverture du système et qu'il est détecté, l'antenne détermine dans quel secteur se situe l'utilisateur. Les plus avancés des systèmes d'antennes intelligentes sont les systèmes d'antennes adaptatives parce que l'antenne adapte son diagramme de rayonnement en fonction de la position des utilisateurs et des signaux parasites, mais le système n'utilise pas de diagrammes de rayonnement préétablis. L'antenne oriente plus précisément sa puissance dans les directions utiles tout en modulant l'intensité de la puissance émise.

L'opération est effectuée grâce aux antennes réseaux et à des techniques de traitement du signal dédiées (calcul de la direction d'arrivée [7], de pondérations [25],...) qui permettent à l'antenne de se focaliser sur un utilisateur donné tout en minimisant l'impact des trajets multiples, du bruit et des interférences qui sont responsables de la dégradation de la qualité des signaux.

## I.2 Le canal de propagation

Le canal de propagation est défini comme une liaison entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception (Fig. I.1). Les caractéristiques des systèmes de communications sans fil sont fortement liées par les effets des phénomènes engendrés dans le canal de propagation tels que l'effet de Rayleigh, l'effet Doppler, l'évanouissement, les multi-trajets,... Il est donc important de connaître les caractéristiques spatiales du canal pour la détermination des performances des systèmes de communications. Dans les antennes intelligentes, la connaissance des caractéristiques du milieu est indispensable pour l'estimation de la direction d'arrivée et la localisation et séparation des sources. Et aussi pour la formation des lobes dans le cas de l'émission.

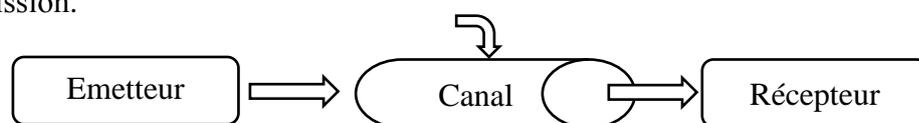
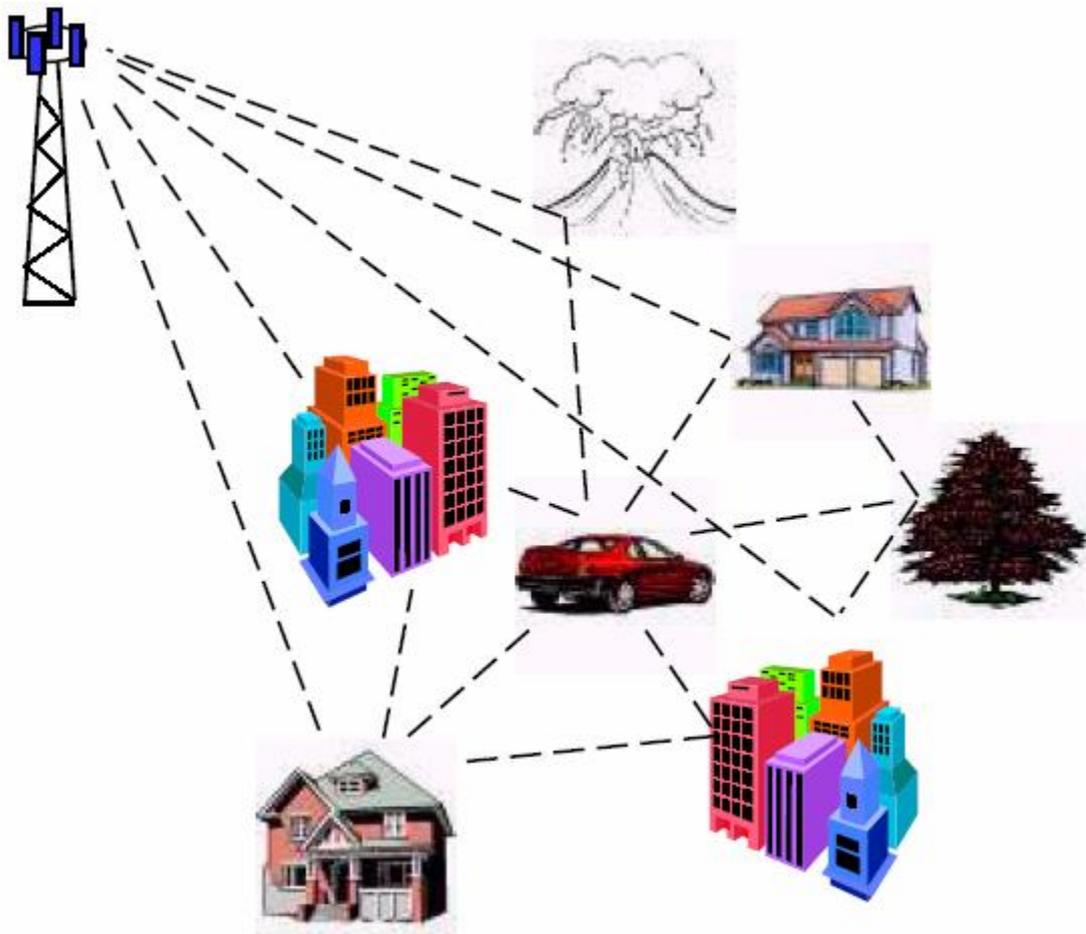


Figure I. 1 : Canal de propagation dans un système de communication.

### I.2.1 Le canal multi-trajets

A cause de la mobilité et la non-visibilité des récepteurs MS (*mobile station*) dans les systèmes de télécommunications sans fil, le signal reçu de la station de base comprend plusieurs composantes du signal émis à cause des multiples chemins parcourus. Le nombre de ces chemins est lié aux obstacles rencontrés dans l'environnement du canal de propagation qui est l'espace libre. La figure I.2 illustre la notion de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation.



**Figure I. 2 : Différentes sources des multi trajets dans un environnement de propagation radio mobile [26].**

Dans un environnement réel, beaucoup d'obstacles sont interposés entre l'émetteur et le récepteur. La réflexion de l'onde émise sur ces obstacles va alors donner lieu à plusieurs trajets de longueurs différentes et donc à des signaux déphasés au niveau de l'antenne réceptrice. Ces trajets sont soumis à des effets différents en fonction du type d'interaction entre les ondes et les objets environnants.

Lorsque l'émetteur et le récepteur sont en visibilité l'un par rapport à l'autre (LOS : *line of site*), ils sont reliés par un trajet direct, même s'il existe plusieurs autres trajets dus aux signaux réfléchis, réfractés, diffractés ou encore diffusés par les différents obstacles. Chaque signal suit un chemin différent pendant son parcours vers le récepteur avec des caractéristiques propres. Bien que la propagation par trajets multiples soit responsable de perturbations importantes, elle devient efficace pour les communications radio mobiles car elle permet la continuité de la communication entre le mobile MS et la station de base BTS, dans les cas d'une transmission sans visibilité (NLOS).

Le signal reçu, au niveau du récepteur, correspond à une combinaison de plusieurs ondes différentes dues aux différents signaux des trajets multiples, chacune d'elles présentant une atténuation différente et un déphasage différent. Cette recombinaison peut être destructive ou constructive suivant les déphasages entre les trajets. De plus, chaque onde atteint le récepteur avec un retard distinct, lié à la longueur du trajet de propagation parcouru.

### I.2.2 L'effet Doppler ou décalage en fréquence (*Doppler shift*)

Le phénomène de la sélectivité spatiale montre que les propriétés du canal de propagation radioélectrique peuvent varier de manière significative quand l'antenne de réception est placée à des endroits différents. De même si l'antenne de transmission, l'antenne de réception ou même l'environnement est mobile, le phénomène de l'effet Doppler apparaît. L'effet Doppler correspond à un décalage de la fréquence du signal électromagnétique, dû à la variation de son chemin de propagation. Si le récepteur se déplace à une vitesse relative  $v$  et reçoit un signal arrivant avec un angle  $\alpha_n$ , par rapport à la direction du mobile, le décalage en fréquence observé est donné par la relation (I.1) [27].

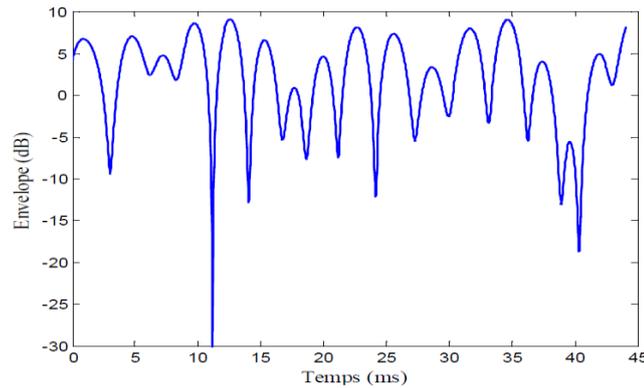
$$f_{dn} = f \frac{v}{c} \cos(\alpha_n) \quad (\text{I.1})$$

où  $f_{dn}$  est la fréquence Doppler du  $n^{\text{ième}}$  trajet,  $c$  est la vitesse de la lumière,  $f$  est la fréquence du signal transmis et  $\alpha_n$  est l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise. La fréquence Doppler maximale est donnée par la relation (I.2).

$$f_d = f \frac{v}{c} \quad (\text{I.2})$$

*Exemple :*

La figure I.3 présente les évanouissements, dans le domaine temporel, de l'enveloppe du signal reçu par un mobile qui se déplace à la vitesse de 50 km/h. Le signal reçu est dû à la superposition de 9 trajets et sa fréquence est de 2,1 GHz. La fréquence Doppler maximale est de 97 Hz.



**Figure 1.3 : Enveloppe du signal de Rayleigh reçu, avec 9 trajets.**

### **I.2.3 L'évanouissement (*fading*)**

Les fluctuations d'un signal reçu dans l'un des trois domaines (fréquentiel, temporel ou spatial), qui subissent des variations aléatoires de courte durée, sont considérées comme des évanouissements. Ils peuvent résulter de divers phénomènes qui se produisent dans l'espace tels que les interférences, l'absorption, la polarisation et la zone de silence. Il existe plusieurs types d'évanouissement dont nous citerons, ci-après, les principales catégories.

#### **I.2.3.1 Types d'évanouissement**

##### *a. L'évanouissement dû aux interférences*

Ce type d'évanouissement apparaît en présence de multi trajets, à cause des interférences entre les ondes qui se propagent sur des chemins différents, avant d'atteindre le récepteur.

##### *b. L'évanouissement dû à l'absorption*

Ces évanouissements sont provoqués par les variations de l'absorption des ondes qui se propagent dans l'espace, à cause des variations de la densité d'ionisation. La durée de ce type d'évanouissement est plus longue par rapport aux autres types.

##### *c. L'évanouissement dû à la polarisation*

Il est causé par le changement de sens de la polarisation des ondes descendantes, par rapport à l'orientation de l'antenne réceptrice. Ce phénomène provient des fluctuations de la densité électronique sur le chemin de propagation. Ce type d'évanouissement a une durée très brève.

### I.2.3.2 Caractéristiques des évanouissements

D'une manière générale, l'évanouissement est caractérisé par la rapidité et la profondeur qui se rapportent aux variations de l'amplitude du signal reçu. Pour la profondeur, les évanouissements sont mesurés par la distribution de l'amplitude ou la fonction de la densité de probabilité. Généralement, les distributions de l'amplitude, observées dans le domaine radio mobile, suivent la courbe statistique de la distribution de Rayleigh [27].

### I.2.4 La distribution de Rayleigh

Si le signal reçu par le récepteur se compose de plusieurs ondes, issues de chemins différents (multi trajets), l'amplitude résultante de ce signal est la somme vectorielle des ondes diffusées, qui ont chacune une phase propre. La densité de probabilité de l'amplitude résultante ( $R$ ), de l'enveloppe est alors donnée par l'équation (I.3) [27].

$$P(R) = (R/\Psi) \exp(-R^2/2\Psi) \quad (\text{I.3})$$

Où  $R$  est l'amplitude à un instant donné et  $\Psi$  la densité dans le spectre de puissance.

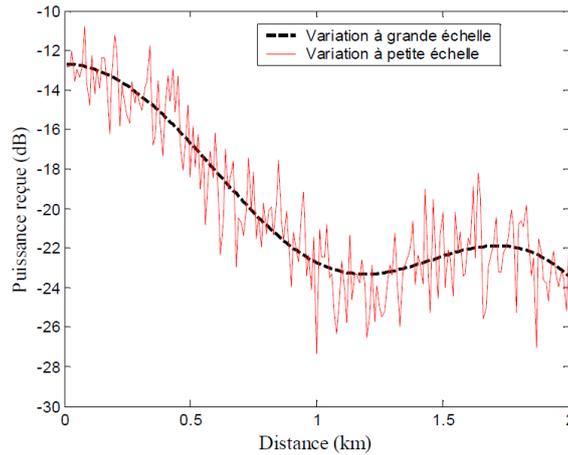
Pour la rapidité, les évanouissements sont seulement dits rapides ou lents.

#### a. L'évanouissement rapide (*fast fading*)

En général, les évanouissements rapides du canal de propagation correspondent aux fluctuations dans l'amplitude d'un signal reçu ; ces fluctuations résultent de la propagation par multi trajets. Il peut être évalué pour un signal à bande étroite ou pour un retard donné dans le cas du signal à large bande. Généralement, les distributions utilisées, pour évaluer l'évanouissement rapide, sont celles de Rayleigh, Rice et Nakagami [27].

#### b. L'évanouissement lent (*slow fading*)

L'évanouissement lent est dû à la dispersion causée par des objets plus éloignés et plus grands que dans le premier cas ; il correspond aux fluctuations de la puissance moyenne du signal sujet. Ce type d'évanouissement est parfois appelé *évanouissement log-normal* du fait qu'on utilise souvent la distribution *log-normale* pour le caractériser. La figure I.4 montre un exemple des deux types d'évanouissements décrits.



**Figure I. 4 : Variation à petite et grande échelles (évanouissement lent et rapide) [28].**

### I.2.5 Dispersion de temps

La dispersion de temps est un problème dû aux chemins multiples que subit le signal transmis à cause des objets qui s'interposent entre la station mobile MS et la station de base. Ce phénomène dépend fortement de l'environnement et de la fréquence porteuse. Pratiquement, la dispersion de temps est caractérisée par le diagramme puissance-retard (power Delay profile) [29], obtenu en mesurant la puissance transmise dans chaque chemin de propagation. Généralement, le PDP est donné par l'équation (I.4) [28]

$$P(\tau) = \sum_{n=1}^N P_n \delta(\tau - \tau_n) \quad (\text{I.4})$$

où  $P_n$  et  $\tau_n$  sont respectivement la puissance et le retard du  $n^{\text{ième}}$  chemin.

Le canal de transmission transporte, généralement, une collection des signaux atténués, déphasés et retardés. Les canaux diffèrent dans leur comportement temporel et fréquentiel. Selon la valeur du rapport entre le RMS (root mean square) et la période de symbole, les canaux de propagation sont divisés en deux types : quand le RMS de retard est inférieur à la période de symbole, le canal s'appelle « évanouissement plat » ; autrement, on dit que le canal est sélectif en fréquence (*frequency selective fading*). Dans ce cas, la bande cohérente ( $B_c$ ) du canal est inférieure à la bande  $B_s$ , occupée par le signal modulant ( $B_c < B_s$ ). La bande de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement temporel qui mesure la longueur du canal. Dans le cas d'une transmission numérique, la dispersion de temps cause des interférences entre les bits au niveau de récepteur. Les canaux sélectifs en fréquence introduisent de l'interférence entre symboles (IES).

Dans le domaine de la télécommunication mobile, les trajets multiples présentent un avantage primordial quand l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe. En effet, du fait que la diffraction et la diffusion prédominent, elles permettent aux ondes de contourner les obstacles et donc d'assurer la couverture et la continuité de la liaison radio. Pour combattre les problèmes liés au phénomène d'évanouissement (atténuation, déphasage...), on utilise souvent un réseau d'antennes adaptatives [30]. Ces Antennes adaptatives servent à combiner, de manière dynamique, les différents signaux issus d'un réseau d'antennes, en fonction des conditions de propagation [31], afin d'améliorer la portée et la couverture, tout en minimisant l'impact des trajets multiples, du bruit et des interférences qui sont responsables de la dégradation de la qualité des signaux et de la capacité du réseau mobile [32].

### I.3 Les antennes réseaux

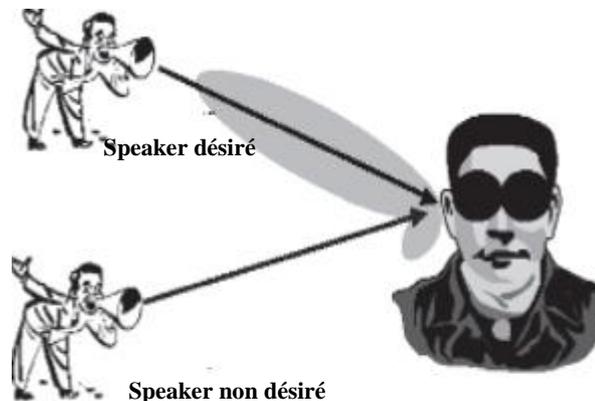
On sait que le diagramme de rayonnement d'une antenne reste statique et fixe quelle que soit sa complexité. Pour obtenir un diagramme de rayonnement dynamique ou variable, on doit utiliser un groupement d'antennes appelé réseau. Suivant leur topologie, il existe plusieurs types de réseaux d'antennes tels que le réseau linéaire, planaire, circulaire et conformé. Chaque type de réseau est caractérisé par ses paramètres électriques (type d'alimentation, amplitude et/ou phase) et ses paramètres géométriques (la distance inter-éléments et le rayon dans le cas d'un réseau circulaire). Une combinaison optimale de ces paramètres permet d'obtenir un diagramme de rayonnement optimisé, avec les caractéristiques exigées par le concepteur (des niveaux de lobes secondaires très bas, la directivité recherchée, une ouverture à mi-puissance très étroite et un lobe principal de forme spécifique : forme cosinus).

A cause de leur souplesse et leur facilité d'implémentation, les réseaux déphasés (*Electronically scanned arrays*) sont largement utilisés dans le domaine des télécommunications sans fil, radar, astronomie et l'imagerie [20]. Ce type de réseau permet de commander électroniquement la direction du lobe principal, alors que les antennes classiques (omnidirectionnelles, tri-sectorielles ou directives) exigent une inclinaison mécanique de l'antenne, pour orienter le lobe principal vers la direction privilégiée. Lors de la synthèse des réseaux d'antennes déphasés, les alimentations des éléments du réseau doivent varier de manière à atteindre une combinaison optimale permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement avec des caractéristiques privilégiées.

## I.4 Les antennes intelligentes

Depuis son apparition au début de 19<sup>ième</sup> siècle, le réseau sans fil ne cesse d'évoluer. En effet, le nombre d'utilisateurs augmente toujours d'une manière remarquable et les applications recherchées par ces utilisateurs deviennent de plus en plus nombreuses et diversifiées. Tant que la demande en communications mobiles continue à croître, le besoin d'une meilleure couverture, d'une grande capacité et d'une transmission de haute qualité ne cessera d'augmenter. Afin d'atteindre ces objectifs, les systèmes à réseaux d'antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) [9] doivent être introduits dans le domaine de la communication mobile. Ce réseau est dit intelligent car son fonctionnement repose sur l'utilisation d'un appareillage à base d'un processeur de traitement de signal. Le rôle primordial de ces systèmes est de réagir, automatiquement et en temps réel, aux différentes modifications de l'environnement. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal vers la direction du signal utile. C'est ce qu'on appelle *la formation des lobes (beamforming)* [33].

Par analogie, et comme exemple d'un réseau intelligent, on peut citer l'audition humaine. En effet, l'homme peut localiser la source acoustique utile sans la visualiser, grâce à des calculs au niveau du cerveau, en utilisant les deux oreilles comme antennes réceptrices, tout en ignorant les autres sources (bruit ou interférences) (Fig. I.5).



**Figure I. 5 : Le principe de fonctionnement de l'audition humaine [9].**

Les antennes intelligentes peuvent donc améliorer les capacités des systèmes de communication, à l'aide du multiplexage spatial et la suppression d'interférence, en utilisant la technique *beamforming*.

Habituellement, ces systèmes reposent sur réseau d'antennes et un processeur récepteur adaptatif en temps réel, qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau, afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres, grâce à une boucle de retour de décision interne, pendant le fonctionnement de l'antenne.

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large, principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. Alors que les systèmes à antennes intelligentes se focalisent et n'émettent de l'énergie que dans les directions souhaitées, grâce à leur possibilité de localiser la position du récepteur [34].

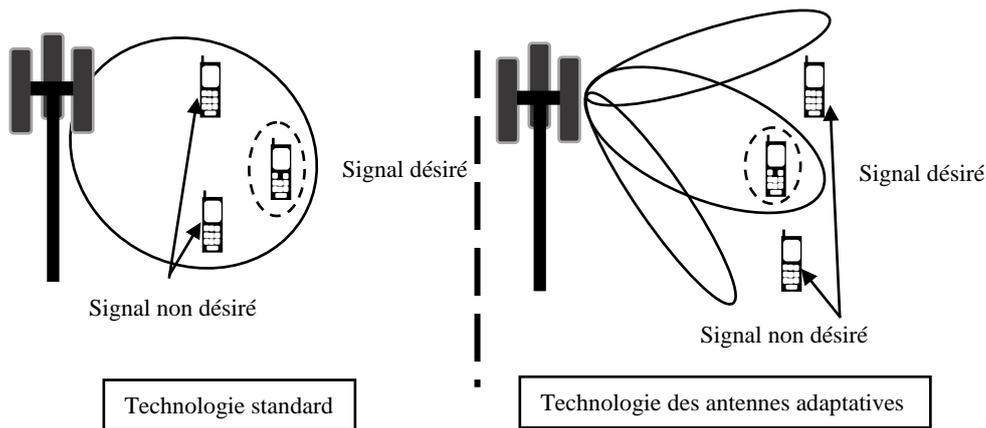
### **I.5 Concept d'antennes intelligentes [35]**

Les antennes intelligentes semblent être une voie prometteuse pour accroître la capacité des systèmes de transmission, en utilisant la dimension spatiale des capteurs. La figure I.6 illustre ce principe de fonctionnement qu'on peut résumer dans les trois étapes suivantes :

**1-** La station de base intelligente se focalise sur le signal privilégié et rejette les signaux provenant des autres directions.

**2-** Elle forme des faisceaux d'énergie orientés vers un usager particulier sans avoir à connaître son emplacement. Cela serait comparable à un dispositif de poursuite, une sorte de signature spatiale. C'est comme doter chaque téléphone cellulaire de sa propre liaison sans fil.

**3-** Elle développe beaucoup moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il n'en faut pour l'orienter sur 360 degrés. Donc, en ajoutant un éventail d'antennes et en ayant recours à un mode perfectionné de traitement numérique des signaux, on peut créer des antennes intelligentes.



*Figure I. 6 : Principe de base d'une antenne intelligente.*

La technologie des antennes adaptatives permet donc, d'une part, d'augmenter le nombre d'utilisateurs que pourra desservir un système cellulaire donné et d'une autre part, d'accroître l'éventail des services offerts par le système cellulaire. En plus, la restriction de l'utilisation de l'énergie, uniquement entre la station et le téléphone cellulaire de l'utilisateur, permet une réduction des bruits ambiants et une élimination des interférences provenant des autres utilisateurs et des différents obstacles.

L'amélioration de qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de services sont des atouts pour les futurs systèmes sans fil de troisième génération [35].

## I.6 Structure d'une antenne intelligente

La structure d'un système d'antenne intelligente est montrée dans la figure I.7. Ce système est constitué d'un réseau d'antennes ( $N$  éléments) et un processeur adaptatif. Les  $N$  sorties  $x$  du réseau d'antennes sont pondérées par une alimentation complexe  $\omega$  (amplitude et phase) avant d'être sommées entre elles pour produire la réponse  $y$ . L'unité de contrôle des pondérations permet de modifier le diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'alimentation complexe avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.

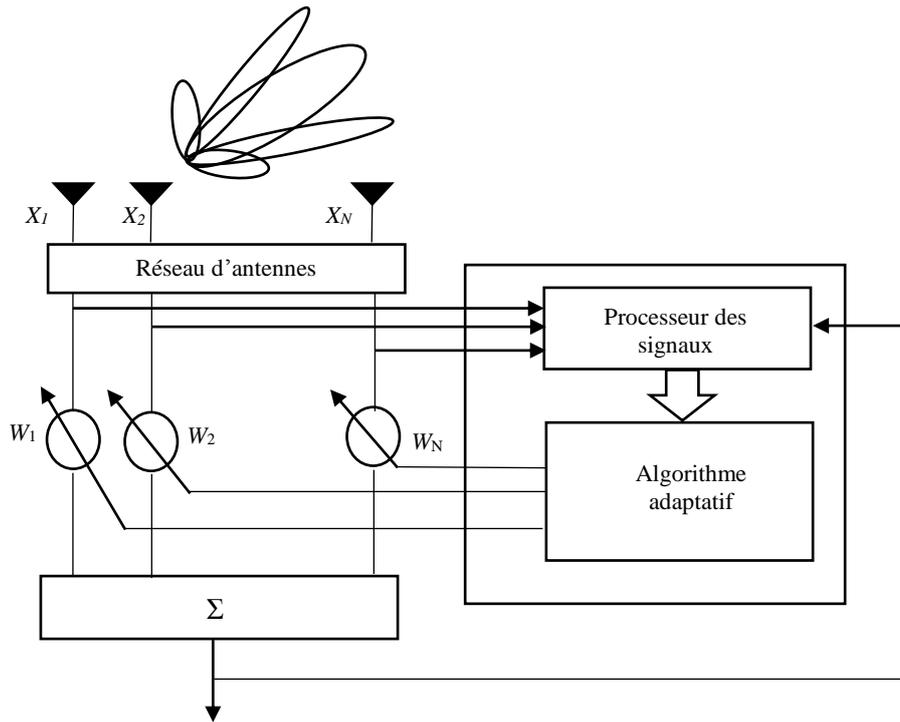


Figure I. 7 : Schéma représentatif d'un réseau d'antennes adaptatif.

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [W_1, W_2, \dots, W_N] \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ \vdots \\ X_N(t) \end{bmatrix} = W^H(t)X(t) \tag{I.5}$$

où  $W_H(t)$  est la pondération du vecteur de poids et  $X_i(t)$  désigne le signal reçu (ou émis) par la  $i^{\text{ème}}$  antenne.

On suppose que le premier élément du réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au  $n^{\text{ème}}$  élément est :

$$\phi_n = [2\pi d(n - 1) / \lambda] \sin \theta_s \tag{I.6}$$

où  $\theta_s$  est la direction du signal incident et  $Ae$  est le diagramme élémentaire. Alors le signal au niveau du  $n^{\text{ème}}$  élément sera exprimé par

$$x_n(t) = Ae. \exp j(\omega t + \phi_n) \tag{I.7}$$

D'après les équations (I.5), (I.6) et (I.7) on obtient le signal à la sortie du réseau :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e_n \cdot W_n \cdot \exp j \left[ \omega t + \left( \frac{2\pi d(n-1)}{\lambda} \right) \sin \theta_s \right] \quad (\text{I.8})$$

A la base des informations (le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée) accumulées au niveau de l'unité de contrôle, sa structure peut prendre une forme simple ou complexe.

## I.7 Avantages des antennes intelligentes

Les antennes intelligentes sont capables d'éliminer les interférences pour les applications radio-mobiles, ce qui augmente le rapport signal à bruit plus interférence (SINR), donc elles peuvent augmenter sensiblement la capacité du système [37].

Les prochaines générations des systèmes de communication sans fil devront supporter un trafic de plus en plus important ainsi qu'une multitude de services de haute qualité (voix, données numériques...). Des services de haute qualité, sur des canaux à spectre limité, nécessite l'augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches sont envisageables.

Les techniques d'accès multiple, les modulations à un grand nombre d'états et le découpage en cellule sont les techniques les plus utilisées. Une autre solution consiste à mettre en œuvre des antennes intelligentes. Deux autres approches intéressantes sont également envisagées :

- La première est le RTM (Réduction de Taille Du Motif ou RCS, Reduced Cluster Size) [38] qui consiste à diminuer le nombre de cellules par motif. Cette réduction est rendue possible grâce à l'annulation des interférences Co-canal.
- La seconde méthode est l'AMRS (Accès Multiple par Répartition Spatiale ou SDMA Spatial Division Multiple Access) [39].

Le principe est de permettre à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal (temps fréquence, ou code) à l'intérieur de la même cellule. La séparation des sources est réalisée par filtrage spatial.

### I.7.1 Réduction de la taille du motif (RTM)

Dans le but de recevoir un nombre grandissant d'utilisateurs, une utilisation efficace du spectre de fréquences est essentielle. Les systèmes cellulaires exploitent le fait qu'une onde qui se propage, s'atténue en fonction de la distance. Ainsi, à une station de base (BTS) est associée une zone de couverture, appelée cellule (voir le motif cellulaire montré dans la figure I.8), dont la géométrie dépend de la puissance d'émission des mobiles, des gains des antennes d'émission et de réception et des conditions de propagation. Il est alors possible de réutiliser le même canal de communication (par canal on entend une bande de fréquences, un temps slot ou un code unique en CDMA) dans une autre cellule suffisamment éloignée, de telle sorte que l'interférence Co-canal soit négligeable [37].

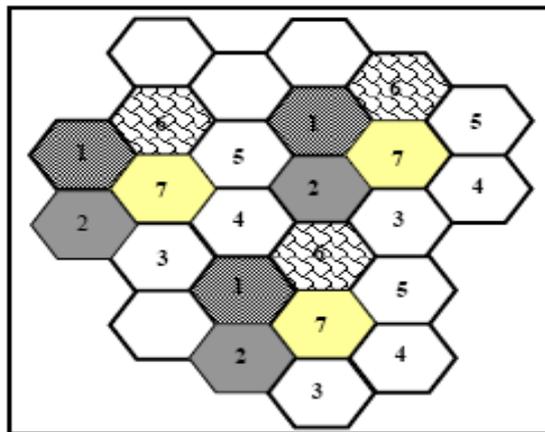


Figure I. 8 : Le concept cellulaire [36].

### I.7.2 Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (ou SDMA en anglais)

L'implantation d'une antenne réseau permet d'augmenter la capacité du système grâce à la technique RTM. Il est possible de pousser ce raisonnement un peu plus loin en permettant à plusieurs utilisateurs d'occuper le même canal dans une même cellule. Le principe mis-en œuvre est connu sous le nom d'AMRS (ou SDMA pour Spatial Division Multiple Access), dans lequel les différents utilisateurs sont séparés grâce aux diagrammes de rayonnement formés par l'antenne. Lorsque le canal est spéculaire, la station de base forme un faisceau dans la direction du mobile utile et des zéros vers les interférents [36].

## I.8 Types d'antennes intelligentes

Les antennes intelligentes sont classées en deux catégories : les antennes à commutation de faisceaux (*switched Beam, SBA*) et les antennes adaptatives (*adaptive array antennas*).

Les applications des antennes adaptatives sont nombreuses. Nous pouvons en citer l'application à des réseaux locaux de proximités, tels que le réseau de données sans fils *Bluetooth* ou de téléphonie numérique sans fils, ou encore à des réseaux cellulaires plus vastes comme le réseau GSM (*Global System for Mobile Communications*). Les deux types de systèmes permettent d'augmenter le gain en fonction de la localisation de l'utilisateur. Cependant, seul le système adaptatif permet d'obtenir un gain optimal par identification ainsi que le suivi et la minimisation de l'interférence des signaux. Les stratégies du système adaptatif et des gains additionnels permettent d'obtenir des performances substantielles et une flexibilité par rapport à l'approche plus passive de la commutation de faisceaux.

### **I.8.1 Techniques fixes de formation de faisceaux (les systèmes à faisceaux commutés – SBA)**

Le concept de commutation de faisceaux est une extension de la méthode de sectorisation cellulaire actuelle, dans laquelle un site de cellules comprend, par exemple, trois macro secteurs de 120 degrés. L'approche à commutation de faisceaux divise les macro-secteurs en plusieurs micro-secteurs. Chaque micro-secteur contient un motif prédéterminé de faisceaux fixes, ayant une sensibilité maximale, localisée au centre du faisceau et une sensibilité moindre ailleurs. Dans ce type de système, des diagrammes de rayonnement déterminés avant le déploiement sont sélectionnés pendant l'opération.

Quand un mobile entre dans un micro-secteur particulier, le système sélectionne le micro-secteur contenant le signal le plus puissant. Pendant l'appel, le système évalue la puissance du signal et la commute vers d'autres micro-secteurs fixes quand c'est nécessaire.

Le réseau de système de SBA est relativement simple à mettre en application ; il exige seulement un réseau d'alimentation de sources (*Network Beam-forming*), un commutateur RF et une commande logique pour choisir un faisceau spécifique. Comparés à des systèmes sectorisés traditionnels, les systèmes à commutation de faisceaux permettent d'augmenter la portée d'une station de base de 20 à 200%.

L'inconvénient majeur de ces systèmes est présenté dans l'incapacité du système pour distinguer le signal utile des signaux interférents dans le cas où le signal brouilleur est approximativement au centre du secteur désiré, le niveau du signal interférent peut augmenter de façon beaucoup plus importante que le signal souhaité. Dans ce cas, la qualité de la communication subira une grande dégradation.

Pour former les faisceaux multiples, un choix de  $N$  éléments d'antennes est relié à  $N$  ports des faisceaux. Cette architecture, est connue sous le nom de *Beamforming Network*. Un résultat simple de réseau est formé quand des signaux induits sur différents éléments de réseau sont combinés. Cette méthode de combinaison des signaux de plusieurs éléments est appelée Formation De Faisceaux. La direction dans laquelle le réseau a la réponse maximale serait la direction du pointage de faisceau. Le faisceau conventionnel se dirige vers la formation de faisceau en ajustant seulement la phase des signaux des différents éléments. En d'autres termes, il s'agit de diriger un faisceau dans la direction désirée.

Mais dans ce cas, le diagramme de rayonnement d'antenne est fixe. Donc, pour un choix de faisceau dans la direction désirée, il faut procéder à un ajustement de phase. Il existe plusieurs techniques pour fournir ces faisceaux fixes telles que la matrice de Butler [12], la matrice de Blass [13]. On va voir en détail, ces techniques et des autres dans le chapitre suivant.

### **I.8.2 Autres techniques de formation fixe de faisceau**

Des faisceaux fixes peuvent également être formés, en utilisant des antennes lentilles (*lens antennas*) telles que la lentille de Luneberg (*Luneberg Lens*) ou la lentille de Rotman (*Rotman Lens*) avec des alimentations multiples. Les lentilles focalisent l'énergie rayonnée par les alimentations des antennes qui sont moins directives.

## **I.9 Antennes adaptatives**

Depuis les travaux précurseurs menés par HOWELLS et APPLE BAUM de l'université de Syracuse dans les années 60, les antennes adaptatives font l'objet d'un effort de recherche important. Initialement développées pour des applications en radar, sonar et sismologie, elles ont, depuis environ deux décennies, fait leur apparition dans le domaine des radiocommunications fixes et mobiles. Autrefois trop coûteuses et encombrantes pour être utilisées dans des systèmes "grand public", les antennes adaptatives bénéficient aujourd'hui des avancées technologiques dans les domaines des hyperfréquences (antennes et circuits) et de la microélectronique (ASICs, DSP, logique programmable, convertisseurs AN et NA...) [40,41].

Les systèmes à antennes adaptatives s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Ils reposent sur des algorithmes de traitement du signal sophistiqués permettant de distinguer, en permanence, les signaux utiles des signaux

issus des trajets multiples et des brouilleurs et de calculer leurs directions d'arrivée. Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la même cellule. Cette antenne focalise son lobe principal dans la direction où une source est détectée. Avec les systèmes des antennes adaptatives, il est possible de réaliser de plus grandes performances que celles obtenues en utilisant le système SBA (*Switching Beam Antenna*).

## I.10 Réseaux d'antennes et antennes intelligentes

Une antenne intelligente est généralement constituée par un réseau d'antennes équidistantes dont la phase et l'amplitude sont contrôlables. Le champ électromagnétique total de l'antenne est calculé par la somme des champs produits par chacun des éléments du réseau.

On peut classer les antennes intelligentes en trois grandes catégories : le réseau déphasé, le réseau à faisceau commutable et le réseau adaptatif qu'on appelle aussi antenne intelligente. Les deux premières catégories utilisent des circuits analogiques pour modifier la phase et l'amplitude des excitations des éléments du réseau alors que la troisième catégorie est numérique dans sa grande partie. On retrouve les réseaux d'antennes dans plusieurs applications telles que :

- Les Radars : le radar à réseau déphasé [20] permet le balayage spatial électroniquement. Parmi les nombreux avantages que présente ce type de radar par rapport au radar mécanique, on peut citer le fait qu'il permet un balayage multiple et rapide sans bouger l'antenne et que sa portée est plus importante.

- L'antenne intelligente : elle permet de configurer son diagramme de rayonnement en variant les poids (phase et amplitude) de ses éléments. Ceci offre l'avantage important du gain d'énergie puisque celle-ci ne sera rayonnée que vers les utilisateurs désirés. En plus, les interférences seront largement atténuées en orientant des zéros de rayonnement dans leurs directions.

### I.10.1 Réseau déphasé

En variant la phase des éléments d'un réseau d'antennes, le lobe principal peut être orienté vers une direction donnée. Un réseau déphasé simple peut être réalisé en ajoutant des lignes de transmission, de longueurs variables, à chaque élément du réseau. Le temps de propagation, sur ces lignes (retard), entraîne le déphasage requis entre les éléments. Mais ce type de réseau étant statique, il ne permet pas l'orientation du lobe principal vers une direction

autre que celle choisie initialement. Généralement, on utilise, à la place des lignes de transmission, des déphaseurs contrôlés électroniquement (des diodes).

Le lobe principal du réseau déphasé est contrôlé, électroniquement, par des déphaseurs analogiques. Un déphasage progressif constant ( $\beta$ ), appliqué sur les éléments du réseau, permet de pointer le lobe principal vers la direction de l'utilisateur désiré (Fig. I.9).

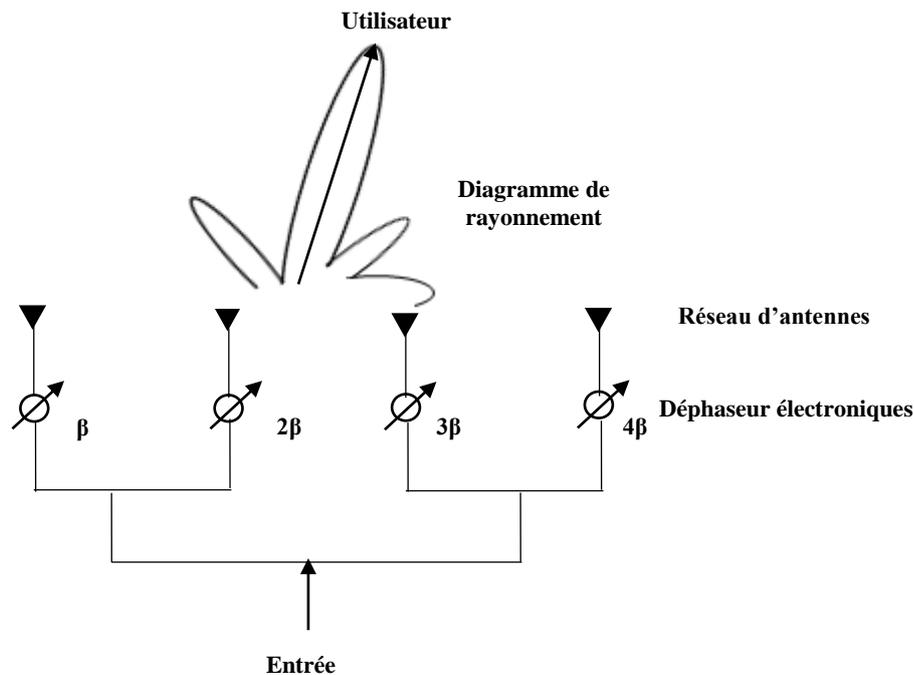
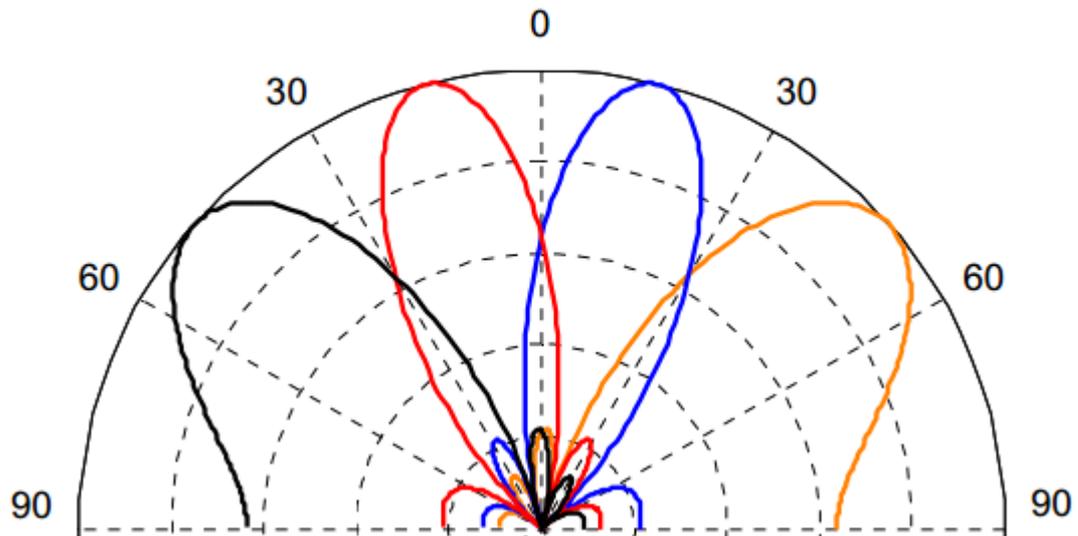


Figure I. 9 : Réseau déphasé constitué par un diviseur de puissance et 4 déphaseurs [34].

### I.10.2 Réseau à faisceau commutable

C'est un réseau d'antennes dont le diagramme de rayonnement peut être sélectionné parmi un nombre prédéfini de diagrammes fixes, ayant des distributions différentes et favorisant certaines directions. Dans un environnement dynamique où l'utilisateur bouge, le système commute continuellement, d'un lobe à l'autre, en gardant le niveau maximal du signal reçu. Pour générer ce type de système à plusieurs lobes, on peut utiliser la matrice de Butler. C'est une technique analogique qui permet la génération de plusieurs lobes orthogonaux, prédéfinis par l'utilisation de circuits à micro-ondes simples. La figure I.10 illustre la génération de quatre lobes orthogonaux, à l'aide de la matrice de Butler.



*Figure I. 10 : Réseau à 4 faisceaux commutables [42].*

Le circuit de déphasage possède 4 ports d'entrées et quatre ports de sorties. Chaque port d'entrée correspond à un diagramme prédéfini, avec un lobe principal. Dans un environnement dynamique, le système choisit et commute continuellement vers le lobe approprié.

### I.10.3 Réseau adaptatif

Le réseau adaptatif peut être défini comme étant un réseau d'antennes, relié à un processeur de traitement de signal qui peut modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne, de manière à privilégier la direction recherchée et atténuer les directions des interférences. Le réseau adaptatif est connu sous le nom d'antenne intelligente.

Le principe de fonctionnement d'un réseau adaptatif est basé sur l'utilisation d'algorithmes optimisés qui lui permettent de s'adapter à des changements dynamiques du signal. Les poids complexes sont ensuite ajustés pour obtenir le gabarit du diagramme de rayonnement optimal dont le lobe principal est orienté vers l'utilisateur désiré et les zéros de rayonnement sont orientés vers les directions des interférences.

### I.10.4 Localisation par une antenne intelligente

La localisation par une antenne intelligente est possible grâce à des algorithmes numériques d'estimation de la direction d'arrivée. Ces techniques d'estimation, à hautes résolutions (ESPRIT, MUSIC, ...), servent donc à nous donner une indication sur l'angle d'arrivée des signaux.

## I.11 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons décrit brièvement les principaux concepts utilisés dans les antennes intelligentes. Nous avons ainsi détaillé les structures et les types de ces antennes en faisant ressortir leurs avantages. Nous avons, également, fait une mise au point sur les différentes méthodes actuelles de traitement utilisées, en insistant sur la technique adoptée qui est la technique de formation des lobes (des faisceaux) et l'annulation des interférences.

Nous avons montré comment l'application du concept d'antennes intelligentes à un réseau de communication permet, d'une part, d'optimiser le diagramme de rayonnement dans toutes les directions de l'espace et d'une autre part, d'annuler certaines directions. Ceci permet d'éliminer les émissions parasites qui pourraient perturber les autres communications ou diminuer le débit de transmission de données. En effet, le fait de ne rayonner que dans certaines directions privilégiées évite l'interaction avec d'autres systèmes ou d'endommager certains équipements en diminuant ainsi la pollution de l'environnement.

# **Les techniques de beamforming**

# II

## Les techniques de beamforming

### II.1 Introduction

Dans les systèmes de télécommunication sans fil, deux problèmes majeurs doivent être continuellement résolus : la couverture et l'augmentation de la capacité du système. Pour une meilleure couverture d'une zone donnée, plusieurs paramètres doivent être optimisés. Parmi ces paramètres on peut citer le nombre de sites des stations de base (BTS), l'orientation et les hauteurs des antennes et la puissance de rayonnement. A cause du déploiement du réseau GSM, le nombre d'utilisateurs est de plus en plus élevé, ce qui a pour effet l'augmentation des interférences et la limitation de la capacité. L'utilisation de la sectorisation, dans ce réseau, peut limiter les interférences en utilisant la diversité spatiale des antennes. Mais dans la sectorisation classique, la taille et l'orientation des secteurs sont fixes. Une solution optimale de ce problème majeur de sectorisation consiste à utiliser les antennes intelligentes [10, 24, 43-44].

### II.2 Les réseaux d'antennes

Généralement, une source rayonnante unique, même de structure compliquée, ne permet pas toujours d'obtenir le diagramme de rayonnement désiré. En outre, ce diagramme est fixé par la structure de la source et ne peut pas être facilement ou rapidement modifié. Or, il est possible de s'affranchir de ces deux restrictions, au moins partiellement, en groupant convenablement des sources rayonnantes. En agissant sur l'un des paramètres de ce groupement d'antennes, tels que les amplitudes et/ou les phases des tensions d'alimentation des éléments, on peut facilement modifier le diagramme pour :

- Augmenter la directivité.
- Obtenir des diagrammes de rayonnement très proches du diagramme optimal désiré.
- Changer quasi instantanément la forme du faisceau.
- Augmenter le rapport signal à interférence et bruit (SINR) pour réduire,

significativement, les rayonnements parasites dans certaines directions choisies.

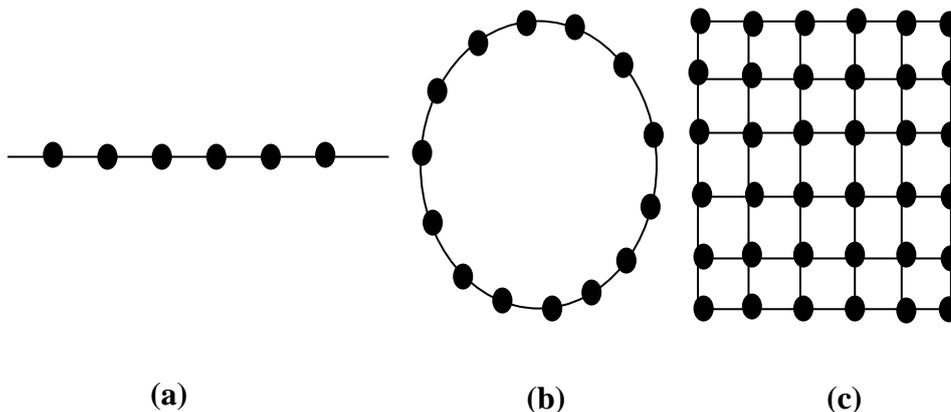
L'utilisation des réseaux d'antennes devient ainsi indispensable dans certains domaines d'application tels que l'aviation, le radar, les systèmes de télécommunications mobiles etc. [45].

### II.2.1 Définition d'un réseau d'antennes

Un réseau d'antennes est un groupement d'antennes élémentaires, disposées selon une géométrie particulière (linéaire, circulaire, planaire,...) et destinées à émettre ou recevoir sur la même fréquence. En agissant sur l'un des paramètres du réseau (alimentation, position, topologie, nombre d'éléments ou diagramme élément), on peut obtenir le diagramme de rayonnement désiré (par exemple, un lobe principal dirigé vers le signal utile et un niveau de lobes secondaires très bas, ou encore des zéros intercalés dans la direction des interférences).

### II.2.2 Configurations des réseaux d'antennes

Suivant l'application, le réseau peut prendre plusieurs géométries. Par exemple, le réseau circulaire peut donner une zone de couverture de  $360^\circ$ , ce qui est nécessaire pour des applications radar [46-47]. Mais dans la télécommunication mobile, où la couverture est sectorielle [48], c'est plutôt le réseau linéaire qui est utilisé. Parmi les nombreuses topologies possibles, les plus utilisées sont montrées dans la figure II.1.



**Figure II. 1: Différentes configurations d'un réseau d'antennes**  
 (a) réseau linéaire. (b) réseau circulaire. (c) réseau planaire.

#### II.2.2.1 Le réseau linéaire

À cause de sa simplicité, sa facilité d'utilisation et son efficacité, le réseau linéaire est le plus utilisé et le plus étudié [49-51], Ce réseau est constitué d'un nombre d'antennes élémentaires, alignées sur une droite et séparées par une distance donnée ( $d$ ). Généralement, cette distance inter-éléments est comprise entre une demi-longueur d'onde et une longueur

d'onde. Ceci est expliqué par le fait que lorsque cette distance  $d$  est inférieure à une demi-longueur d'onde, l'effet du couplage mutuel devient très important et ne peut plus être négligé et lorsqu'elle plus grande qu'une longueur d'onde elle provoque l'apparition des lobes de périodicité (*grating lobes*). Notons aussi que la loi de répartition des courants d'alimentation (amplitudes et/ou phases) agit sur le niveau des lobes secondaires SLL (*side lobe level*) et que le nombre de ces lobes secondaires est proportionnel au nombre d'antennes dans le réseau.

### II.2.2.2 Le réseau circulaire

Ce type de réseau est généralement destiné aux applications radar et aux communications sans fil, lorsque la couverture doit être de  $360^\circ$  dans le plan azimutal. Dans cette configuration, les antennes élémentaires sont situées sur un cercle (Fig. II.1 b). Il est à signaler qu'il existe aussi d'autres topologies secondaires (dérivées de cette configuration), telles que les anneaux et les multi-anneaux [52].

### II.2.2.3 Le réseau planaire

Dans ce type de réseau, les antennes élémentaires sont réparties sur un plan (Fig. II.1 c). Si ces antennes sont disposées aux sommets d'une grille rectangulaire, le réseau plan est dit régulier. Généralement, ces réseaux sont utilisés pour les rayonnements de type transversal.

## II.2.3 Etude analytique d'un réseau quelconque

Soit un point d'observation P dans l'espace, caractérisé par un vecteur  $\vec{r} = op$   $\vec{r} = op$ , où la source est située à une distance  $r' = op'$  (Fig. II.2). Dans l'espace illimité, le champ de rayonnement peut être exprimé en termes de potentiels vecteurs (magnétiques et électriques). Ce champ se simplifie si la distance entre la source rayonnante et le point d'observation est très grande ( $|r| \gg |r'|_{\max}$ ), où les vecteurs  $\vec{r}$  et  $\vec{r} - \vec{r}'$  sont alors considérés en parallèle et

$$|\vec{r} - \vec{r}'| \approx r - r' \cdot \cos(\xi) \quad (\text{II.1})$$

Un réseau d'antennes est constitué d'un ensemble de  $N$  sources élémentaires, émettant chacune un signal électromagnétique. Le champ électrique rayonné est donné par l'équation (II.2).

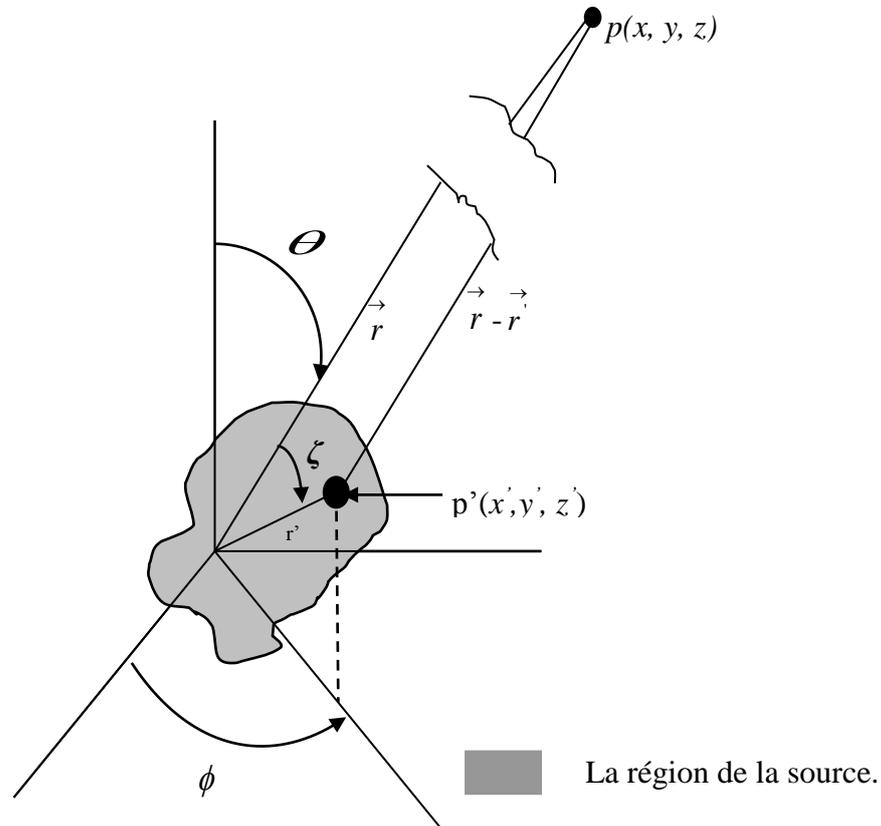
$$\vec{E}_n(x, y, z) = \left( \frac{e^{-j.k.r}}{r} \right) \vec{A}_e(x', y', z') \cdot I_n \cdot \exp(j.k.r'_n \cdot \cos(\xi_n)) \quad (\text{II.2})$$

Le terme  $A_e$  est le diagramme élément qui caractérise le  $n^{\text{ième}}$  élément et indique son comportement en termes de polarisation et d'orientation du champ électrique.

$I_n$  est le courant d'alimentation (amplitude et phase) de l'élément  $n$ .

Le champ électrique total, obtenu par l'addition des champs de tous les éléments du réseau, est donné par l'équation (II.3) suivante :

$$\vec{E}(x, y, z) = \left( \frac{e^{-j.k.r}}{r} \right) \sum_{n=1}^N \vec{A}_{en}(x', y', z') \cdot I_n \cdot \exp[j.k.r'_n \cdot \cos(\xi_n)] \quad (\text{II.3})$$



**Figure II. 2 : Représentation d'une antenne élémentaire dans un système de coordonnées cartésiennes.**

Puisque, dans un même réseau, les différents éléments sont considérés identiques et orientés dans une même direction [51], l'équation (II.3) peut prendre la forme suivante :

$$\vec{E}(x, y, z) = \left( \frac{e^{-j.k.r}}{r} \right) \vec{A}_e \cdot \sum_{n=1}^N I_n \cdot \exp(j.k.r'_n \cdot \cos(\xi_n)) \quad (\text{II.4})$$

Le facteur de réseau  $AF$  (Array Factor) est donné par l'équation (II.5).

$$AF = \sum_{n=1}^N I_n \cdot \exp(j.k.r'_n \cdot \cos(\xi_n)) \tag{II.5}$$

Les diagrammes de rayonnement du réseau sont généralement représentés par la variation de l'amplitude du champ électrique, à une distance constante 'r' ; ces diagrammes sont normalisés. Des équations (II.4) et (II.5) et en utilisant le principe de multiplication des diagrammes d'un réseau d'éléments identiques, on peut exprimer le champ électrique rayonné par l'équation (II.6) suivante :

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}(d'un\ seul\ element) \cdot le\ facteur\ du\ réseau \tag{II.6}$$

### II.2.4 Etude analytique d'un réseau linéaire

Pour un réseau linéaire constitué de  $N$  éléments équidistants, espacés d'une distance  $d$  et disposés le long de l'axe  $Z$  (Fig. II.3), le facteur de réseau ne dépendra que de l'angle de site  $\theta$ . D'après le modèle précédent (réseau quelconque) on constate que :

$$x'=y'=0, z'=(n-1)d \text{ et } z=r.\cos \theta$$

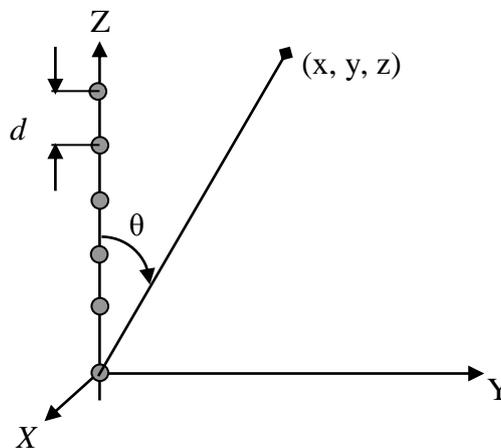


Figure II. 3 : Réseau linéaire le long de l'axe Z.

Donc, on peut réécrire l'équation (II.5) comme :

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n \cdot \exp(j.(n-1).k.d.\cos\theta) \tag{II.7.a}$$

D'une manière générale  $I_n = |I_n| \cdot \exp. (-j.\beta_n)$ .

Si on suppose que le système d'alimentation a un déphasage progressif  $\beta$ , c'est-à-dire

$\beta_n = (n-1)\beta$ , le facteur de réseau devient :

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N |I_n| \exp[j.(n-1).(k.d.\cos\theta - \beta)] \quad (\text{II.7.b})$$

Lorsque  $\theta = \theta_0$ , l'exponentielle s'annule ; toutes les contributions s'ajoutent, alors, algébriquement et donnent une valeur maximale qui correspond à la crête du lobe principal. Cette condition est aussi vérifiée si :

$$k.d.\cos\theta - \beta = 2\pi \quad \text{ou} \quad \theta = \arccos\left(\frac{1}{k.d.}(2\pi - \beta)\right) \quad (\text{II.8})$$

Mais dans ce cas, on obtient des crêtes de lobes de périodicité (*grating lobes*), qu'on peut toujours éviter grâce à un choix approprié de l'espacement inter éléments ( $\frac{\lambda}{d} > 1$ ). Les lobes de périodicité restent, donc, en dehors de la région visible.

L'équation (II.7.b) peut prendre la forme suivante :

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N |I_n| \exp(j.(n-1).\psi) \quad (\text{II.9})$$

où  $\psi = k.d.\cos\theta - \beta$ . On note que par la variation de  $\theta_0$  on peut contrôler la direction de rayonnement de notre réseau.

#### II.2.4.1 Les crêtes et les zéros du facteur de réseau

Pour trouver les zéros du facteur de réseau  $AF$ , on doit calculer les différentes valeurs de l'angle  $\Psi$  correspondant à une annulation de ce facteur comme suit :

$$\sin\left[\frac{N}{2}\psi\right] = 0 \quad \text{avec} \quad \sin\left(\frac{\psi}{2}\right) \neq 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi = \pm n\pi \Rightarrow \frac{N}{2}[kd(\cos\theta_n - \cos\theta_0)] = \pm n\pi \quad (\text{II.10})$$

$$\theta_n = \arccos\left[\frac{\lambda}{2\pi.d}\left(\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right], \quad n = 1, 2, 3, \dots (n \neq N, 2N, 3N, \dots) \quad (\text{II.11})$$

Si  $n = N, 2N, 3N, \dots$  le facteur de réseau atteint l'unité et donc, pour ces cas, il y a un maximum. Les angles  $\theta_m$  correspondant aux maxima du facteur de réseau sont :

$$\theta_m = \arccos\left[\frac{\lambda}{2\pi.d}(\beta \pm 2m.\pi)\right] \quad (\text{II.12})$$

$$\text{On a } \psi = kd \cos \theta - \beta \Big|_{\text{avec } \beta \text{ donnée}} = 2\pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \cos \theta - \beta ,$$

si  $\frac{d}{\lambda}$  est très petit, il y a un seul maximum qui correspond à  $m=0$  dans l'équation

(II.12) :

$$\theta_{m=0} = \arccos \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} \beta \right] \quad (\text{II.13})$$

Pour  $m=1, 2, \dots$  la valeur de l'arc cosinus dépasse l'unité, donc c'est des cas inutiles dans nos valeurs normalisées du facteur de réseau.

#### II.2.4.2 La largeur de bande à mi puissance (HPBW)

Afin de calculer le *HPBW*, il faut déterminer deux angles :  $\theta_m$  et  $\theta_h$ . L'angle  $\theta_m$  correspond au premier maximum de puissance, alors que l'angle  $\theta_h$  correspond à la moitié de la puissance maximale obtenue pour  $\theta_m$ . L'angle à mi puissance ( $\theta_h$ ) peut être calculé en affectant la valeur 0.707 à *AF* :

$$\frac{\sin\left(\frac{N}{2} \cdot \psi\right)}{\frac{N}{2} \cdot \psi} = 0.707 \Rightarrow \frac{N}{2} \cdot \psi = \pm 1.391 \quad (\text{II.14})$$

$$\frac{N}{2} \psi \Big|_{\theta_h} = \frac{N}{2} (kd \cos \theta_h - \beta) = \pm 1.391 \Rightarrow \theta_h = \arccos \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} \left( \beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (\text{II.15})$$

Maintenant le *HPBW* peut être calculé comme :

$$\text{HPBW} = 2 \cdot |\theta_h - \theta_{m=0}| \quad (\text{II.16})$$

Dans certains cas, une autre notation est utilisée au lieu de *HPBW*. C'est la largeur de bande au premier zéro qui englobe tout le lobe principal (*FNBW*). Pour un réseau à distribution uniforme, elle est égale à  $4\pi/N$  (radians) et  $2\pi/N$  pour les lobes secondaires.

#### II.2.5 Le réseau à balayage électronique

Il est clair que la direction de rayonnement du lobe principal ( $m = 0$ ) dépend, essentiellement, du déphasage entre les éléments du réseau  $\beta$ . Par conséquent, il est possible d'orienter, sans interruption, le lobe principal dans n'importe quelle direction en contrôlant ce déphasage  $\beta$ . Ce type de réseau, où le lobe principal est orienté vers la direction désirée, sans avoir recours à une rotation mécanique, est appelé réseau à balayage électronique (Fig. II.4).

Le facteur de réseau pour un réseau linéaire de  $N$  éléments équidistants est donné par :

$$AF(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \cdot e^{jknd \cos \theta} \quad (\text{II.17})$$

Afin d'ajuster le déphasage  $\beta$ , on introduit un facteur de phase  $e^{-jkd \cos \theta_0}$  dans les poids associés à chaque élément du réseau.

Si l'angle d'orientation désiré est  $\theta_0$ , alors la phase progressive d'excitation  $\beta$  doit être ajustée à  $-kd \cos \theta_0$ .

Pour un réseau balayé, le facteur de réseau normalisée est donné par :

$$AF_n = \frac{\sin\left(N \pi \frac{d}{\lambda} (\cos \theta - \cos \theta_0)\right)}{N \pi \frac{d}{\lambda} (\cos \theta - \cos \theta_0)}, \text{ pour des petites valeurs de } \psi. \quad (\text{II.18})$$

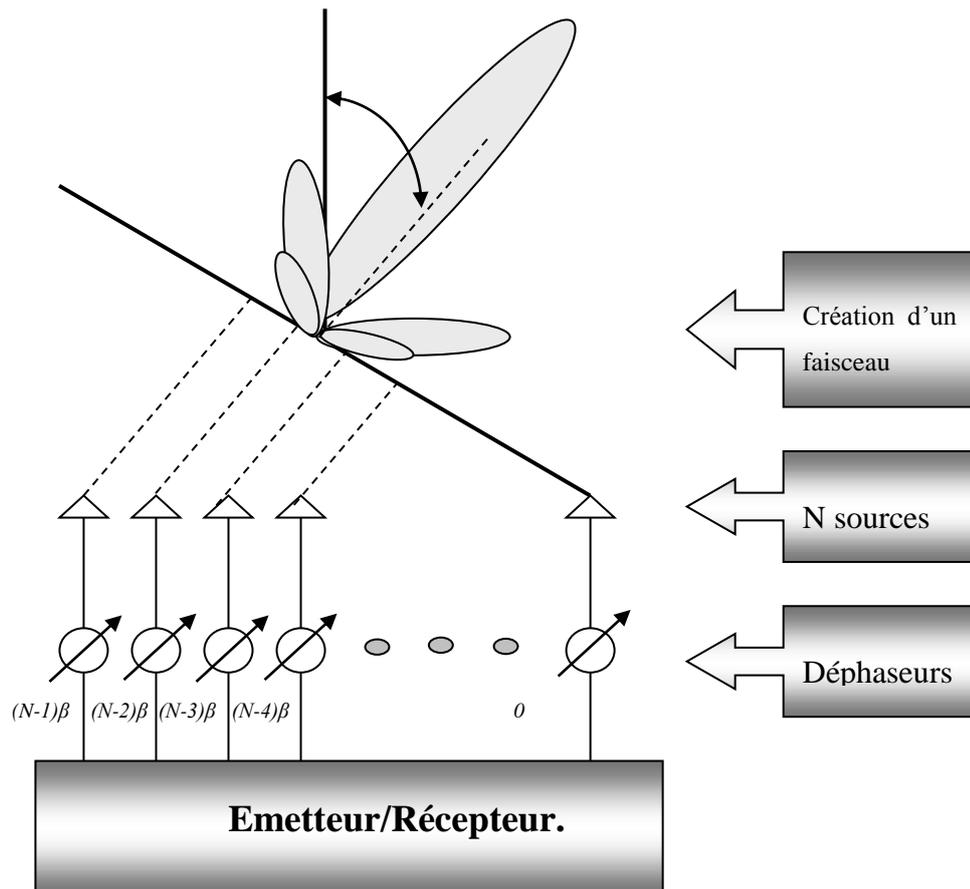


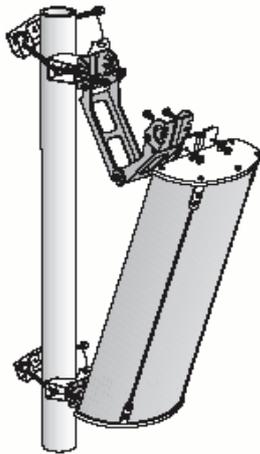
Figure II. 4 : Schéma d'un réseau linéaire régulier à balayage électronique [37]

### II.2.5.1 Comparaison entre les deux inclinaisons électronique et mécanique

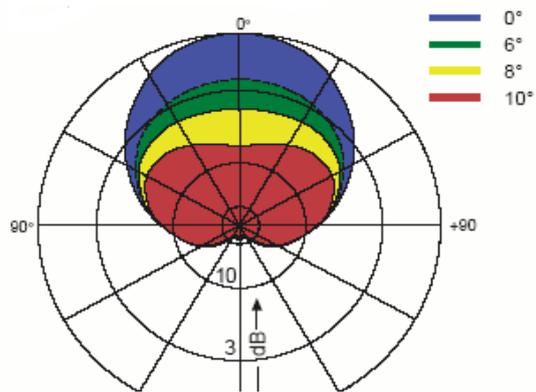
Afin d'optimiser la couverture radio dans les systèmes mobiles d'un secteur géographique donné, le lobe principal d'une antenne peut être pointé (déphasé) par une inclinaison électrique ou mécanique (*tilt*), vers une direction donnée, habituellement vers le sol (*down tilt*).

#### ❖ Pointage ou inclinaison mécanique

C'est la méthode initialement utilisée dans l'industrie des radiocommunications cellulaires. Le pointage mécanique du faisceau vers le sol est effectué en inclinant le panneau d'antennes, manuellement, par rapport à la direction verticale. La figure II.5 illustre un réseau linéaire incliné mécaniquement et les diagrammes de rayonnement pour quelques valeurs d'inclinaison ( $0^\circ$ ,  $6^\circ$ ,  $8^\circ$ ,  $10^\circ$ ).



Un panneau incliné mécaniquement.



Diagrammes des différents tilts

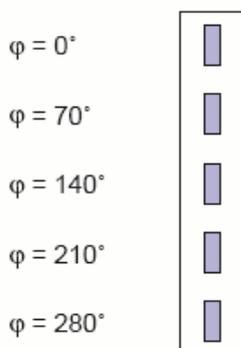
**Figure II. 5 : Le déphasage mécanique d'un panneau d'antennes [53].**

Cette technique présente deux inconvénients majeurs :

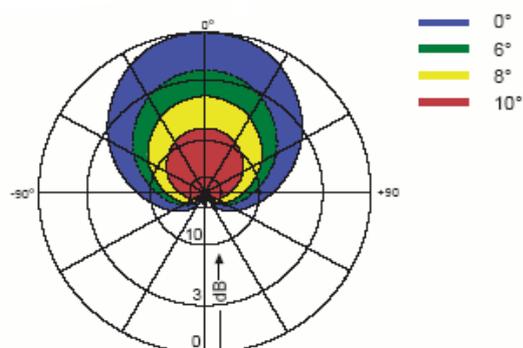
- Le lobe arrière et les lobes proches latéraux du diagramme vertical s'inclinent vers le ciel, ce qui contribue à la pollution électromagnétique et l'augmentation des interférences radio.
- L'ouverture à mi-puissance du diagramme horizontal s'élargit proportionnellement avec l'angle de tilt.

❖ **Pointage ou inclinaison électrique**

Le déphasage électrique est effectué en affectant un déphasage constant entre les signaux alimentant les antennes du réseau. Bien que l'antenne demeure fixe verticalement, ce déphasage permet d'orienter le lobe principal dans la direction désirée, souvent vers le sol (*down tilt*).



Un panneau d'antennes à déphasage de 70°.



Diagrammes des différents déphasages électroniques.

**Figure II. 6 : Le déphasage électronique d'un panneau d'antennes [53].**

Cette technique présente deux avantages importants :

- Les lobes arrières sont inclinés vers le sol, évitant ainsi les diverses interférences radio.
- Le diagramme horizontal conserve sa forme pour toutes les inclinaisons du faisceau.

Le pointage électrique est donc préférable au pointage mécanique.

### II.2.6 Le couplage mutuel

Les propriétés d'une antenne isolée, telles que le diagramme de rayonnement et l'impédance d'entrée, peuvent totalement changer, lorsqu'elle est placée dans un réseau. Ceci est dû aux trois types de couplage mutuel suivants : un couplage direct entre les éléments du réseau, un couplage indirect provoqué par les réflecteurs voisins et un couplage causé par le réseau d'alimentation [54], comme le montre la figure II.7.

Dans un réseau, le courant d'un élément donné dépendra non seulement du champ incident, mais aussi des courants des autres éléments de ce réseau. De même, le champ rayonné par les autres éléments affecte le courant d'alimentation de l'élément original. Les éléments sont dits mutuellement couplés. La variation du courant, dans des différents éléments, va provoquer des distorsions du diagramme de rayonnement du réseau et des perturbations de l'impédance d'entrée de chaque élément du réseau. Cet effet est modélisé par la méthode de l'impédance d'entrée active qui est composée de deux parties : l'impédance propre (*Self impedance*) et l'impédance mutuelle entre l'antenne considérée et les autres éléments et obstacles [55].

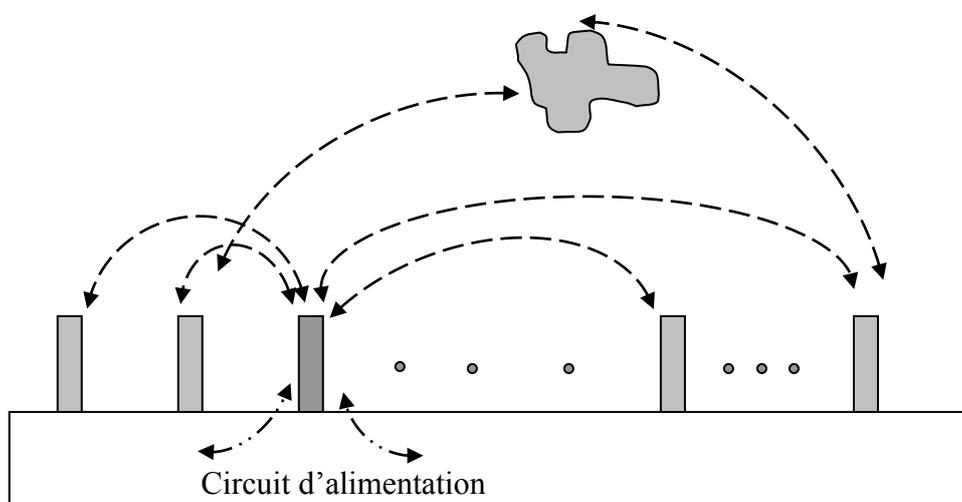
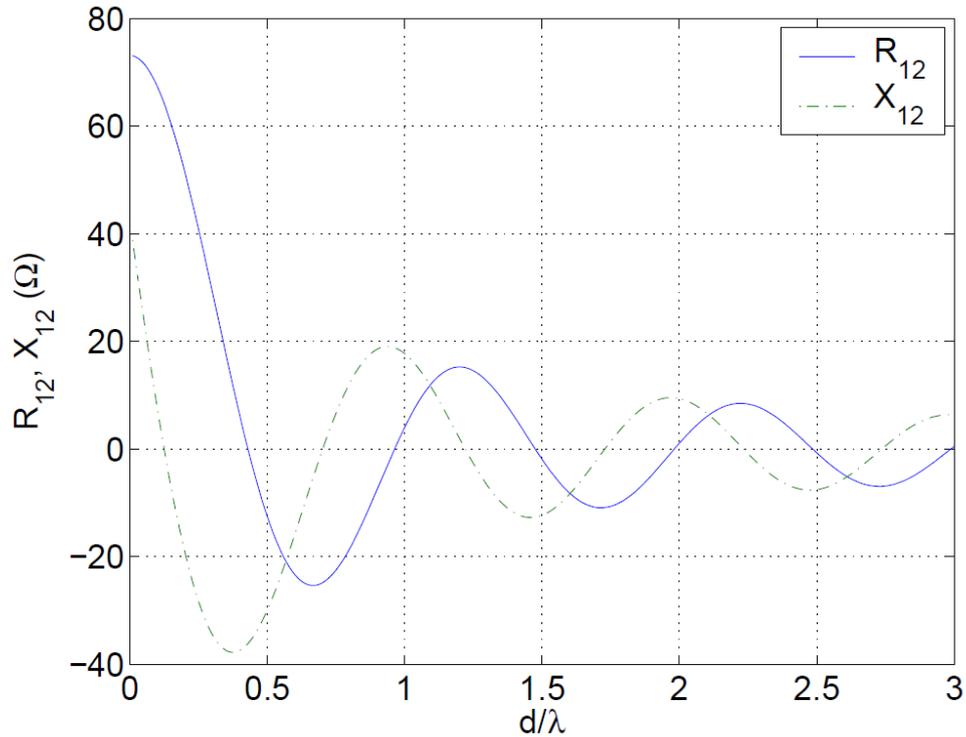


Figure II. 7 : Le couplage mutuel entre les éléments d'un réseau.

Pour mettre en évidence l'effet du couplage mutuel sur l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement, un réseau de deux dipôles demi-longueur d'onde est pris comme exemple. Ceci permet de voir le comportement de l'impédance mutuelle en fonction de la distance normalisée  $d/\lambda$ .

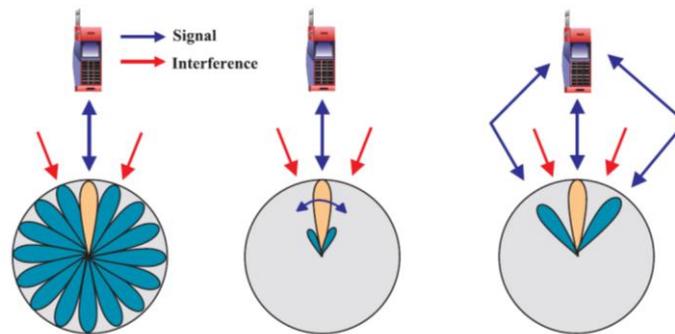


**Figure II. 8 : Impédance mutuelle ( $Z=R+j X$ ) de deux dipôles  $\lambda/2$  en fonction de la distance normalisée  $d/\lambda$  [50].**

A grande distance (champ lointain), on ne tient compte que de l'effet résistif ; la réactance  $X$  étant négligeable. Notons que si  $d$  tend vers zéro l'impédance mutuelle atteint la valeur de l'impédance propre  $Z_{11}=Z_{22} = 73.1+j 42.5 \Omega$ . Pour une distance normalisée  $d/\lambda = 0.5$ , la valeur de  $R_{12}$  est presque nulle et on peut alors négliger l'effet du couplage mutuel. D'autre part, lorsque  $d/\lambda > 10$ , il y a un phénomène de décorrélation où chaque élément peut être considéré comme un élément isolé et on ne peut plus parler de réseau.

### II.3 Les antennes intelligentes

Il existe deux types de réseaux d'antennes intelligentes : le réseau d'antennes à commutation et le réseau adaptatif [56-57]. Les deux types permettent d'augmenter le gain dans la direction désirée et de le diminuer dans les directions des interférences. La figure II.9 présente la différence entre ces deux types. Dans notre étude on s'intéresse au réseau adaptatif car il nous donne un plus de liberté dans la formation du diagramme de rayonnement et de la robustesse dans les processeurs.



(a) Commutation des lobes, (b) balayage électrique et (c) réseau adaptatif

Figure II. 9 : Comparaison entre les différents types d'antennes intelligentes [9].

### II.3.1 Le réseau à faisceaux commutés ou répartiteurs de faisceaux (*switching beams antennas*)

Ce type de réseau d'antennes intelligentes, relativement simple, peut être considéré comme une extension de la technique de sectorisation traditionnelle où la cellule GSM est divisée en trois secteurs de  $120^\circ$ . Il permet de délivrer un certain nombre des faisceaux de taille fixe d'où chaque faisceau est considéré comme une solution possible pendant le déploiement. Dans le cas d'un réseau linéaire uniforme de  $N$  éléments, un nombre fixe de faisceaux sera engendré. Pendant l'appel, la station de base sélectionne le meilleur faisceau pour un utilisateur donné [58].

Bien que le système à faisceaux commutés peut fortement augmenter la couverture de la station de base, il présente plusieurs inconvénients majeurs tels que :

- La taille fixe des faisceaux utilisés.
- Le faible rapport signal à bruit ( $SNR$ ) et la dégradation de la qualité, si le signal d'interférence appartient au même faisceau que l'utilisateur (secteur actif).
- La commutation du système qui ne se fait que si l'utilisateur quitte le secteur vers un autre, quand il se déplace vers l'extrémité du secteur actif.

Ces inconvénients font que le système à faisceaux commutés ne convient pas au réseau UMTS où le système WCDMA a une limitation d'interférences. La solution de ces problèmes réside dans l'utilisation des antennes adaptatives.

### II.3.1.1 Les répartiteurs de faisceaux analogiques

La technique d'alimentation d'un réseau d'antennes de  $N$  éléments, qui permet de former les faisceaux multiples, consiste à relier ces  $N$  antennes aux  $N$  ports des faisceaux. Cette technique est appelée (*beamforming network*) [11, 33, 59]

Les antennes à commutation SBA (Switching Beam Antennas) génèrent un nombre fixe de faisceaux, ce qui rend le signal RF disponible pour chacun de ces faisceaux. Les diagrammes de rayonnement sont obtenus en utilisant un réseau qui combine tous les signaux reçus par les  $N$  antennes d'une manière à former tous les faisceaux possibles vers certaines directions. Cette technique demande une seule chaîne, c'est-à-dire, sans besoin d'une chaîne de retour de la sortie dans l'entrée. Mais il est à signaler que ses performances sont limitées quand il s'agit de diriger le lobe principal vers la direction utile en intercalant des zéros vers les directions des interférences. Parmi les répartiteurs de faisceaux analogiques pouvant fournir ces faisceaux fixes, on distingue les répartiteurs optiques ou quasi-optiques (lentille de Rotman [14], lentille de Luneberg [60], réflecteur hybride, ...) et les répartiteurs de type circuit (matrice de Butler [61], matrice de Blass [13] et matrice de Nolen [62], ...).

A cause de sa facilité de fabrication, son faible coût et sa facilité d'intégration dans l'enchaînement des autres circuits imprimés (le réseau d'antennes imprimées), la matrice de Butler est le répartiteur de faisceaux analogiques le plus utilisé.

#### ➤ **La matrice de Butler**

La matrice de Butler qui est très utilisée à cause de sa facilité de fabrication et son faible coût, est un procédé d'alimentation d'un réseau d'antennes. Elle nécessite  $N$  ports d'entrée (faisceaux),  $N$  ports de sortie (antennes),  $(N/2) \log_2 N$  coupleurs hybrides, et  $(N/2) \log_2 (N-1)$  déphaseurs fixes pour former le réseau  $N \times N$  [63].

La matrice de Butler à  $N$  ports produit  $N$  faisceaux, ou reçoit des signaux à partir des lobes orienté vers des directions  $\theta_i$ , pour un réseau unidimensionnel avec un espacement inter-élément  $d$ . Elle est considérée comme une technique de répartition de faisceaux analogiques qui permet de créer des faisceaux fixes, en utilisant des circuits micro-ondes passifs tels que des déphaseurs, coupleurs et des croisements. Généralement, elle est symétrique et composée de  $N$  entrées et  $N$  sorties afin d'assurer l'alimentation d'un réseau de  $N$  antennes, pour produire  $N$  faisceaux orthogonaux [12]. Les pondérations en sortie sont données par [64] :

$$B_{mn} = \frac{e^{j \left\{ \frac{n - \frac{(N+1)}{2}}{N} \left[ m - \frac{(N+1)}{2} \right] 2\pi \right\}}}{\sqrt{N}} \tag{II.19}$$

Où  $B_{mn}$  représente l'amplitude du champ du  $n^{\text{ième}}$  élément rayonnant, lorsque le port  $m$  (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire et de phase nulle.  $N$  est le nombre d'éléments rayonnants.

De même, la matrice de Butler peut être utilisée pour l'estimation de la direction d'arrivée (DDA). Les figures II.10 et II.11 résument le principe de fonctionnement de la matrice comme un système de *beamforming*.

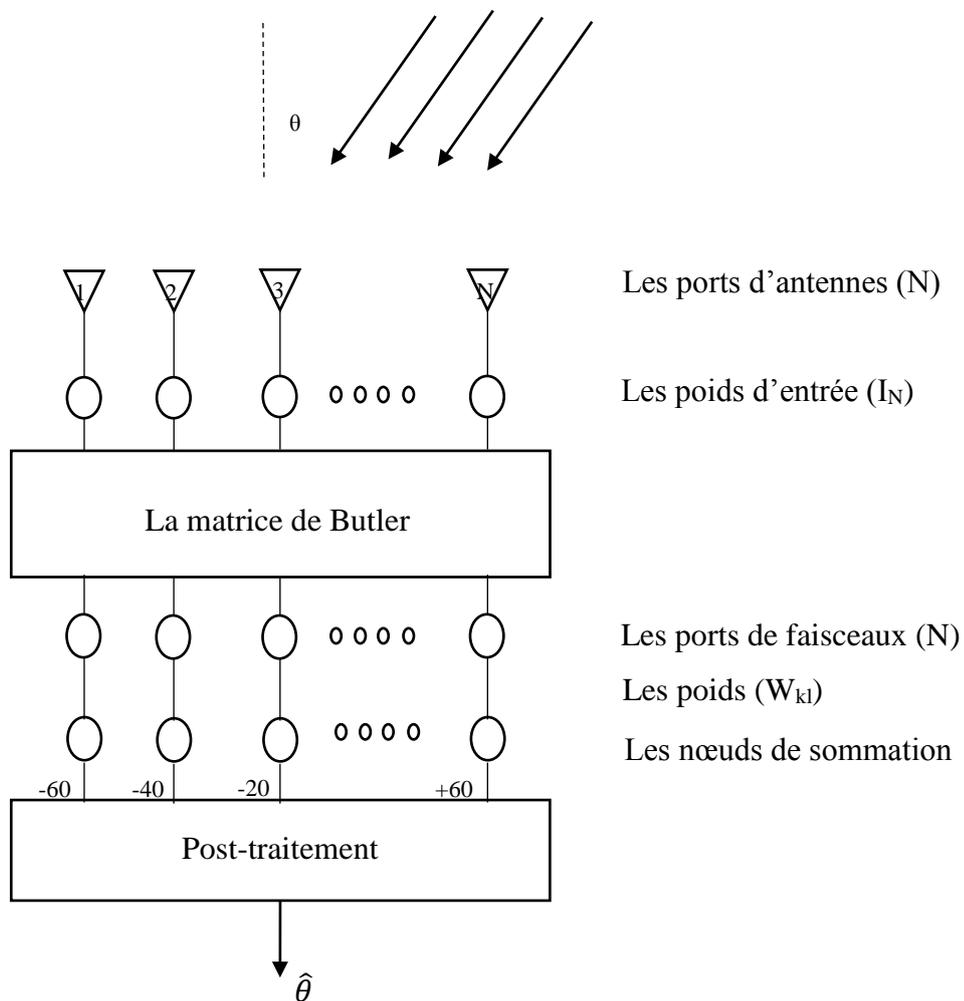
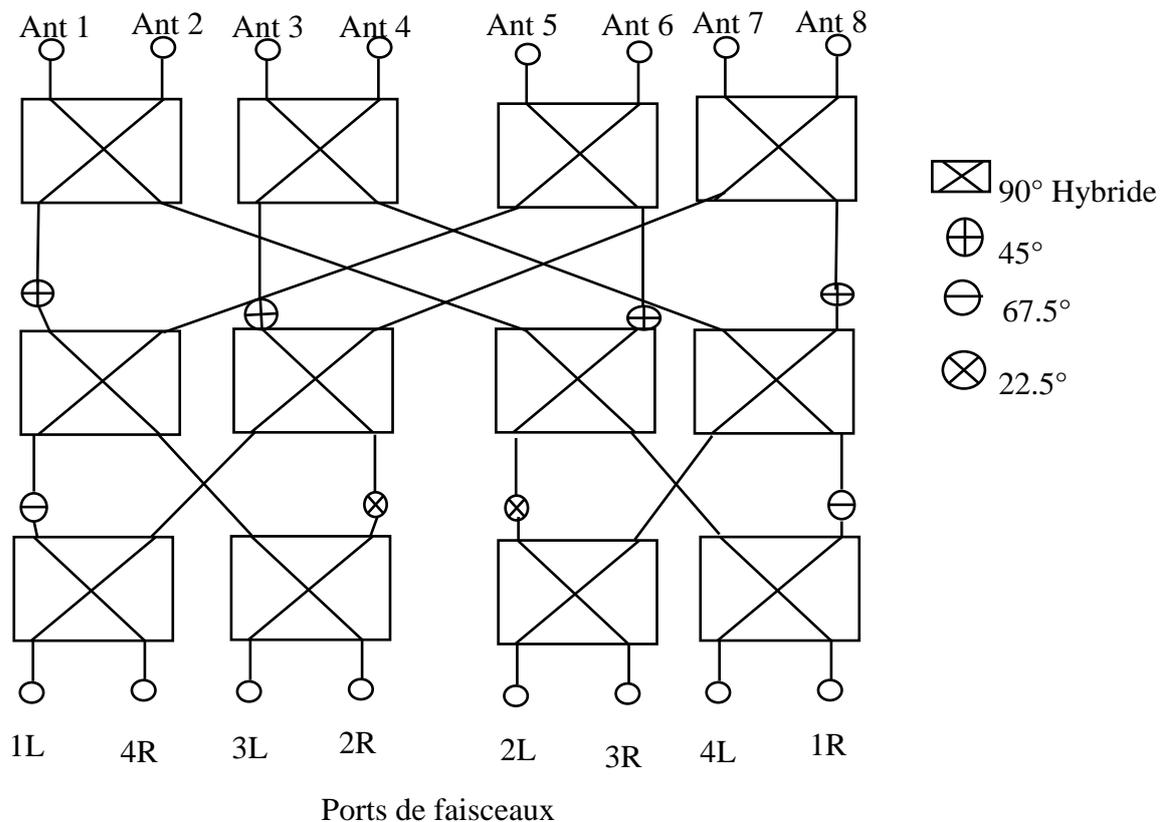


Figure II. 10 : Schéma synoptique de la matrice de Butler [65].

Plusieurs travaux conçoivent la matrice de Butler par analogie avec la transformée de Fourier FFT [12].



**Figure II. 11 : Matrice de Butler entièrement planaire de configuration 4x4 [66].**

### ➤ La matrice de Blass

La matrice de Blass est un dispositif microonde de configuration  $M \times N$ . Elle alimente  $N$  éléments rayonnants afin de générer, simultanément,  $M$  faisceaux presque orthogonaux, placés dans des directions arbitraires. Cette matrice utilise des lignes de transmission croisées et reliées, à chaque intersection, par des coupleurs directionnels (Fig. II.12). Les signaux appliqués aux  $M$  ports d'entrée se propagent le long des lignes d'alimentation correspondantes qui se terminent sur des charges adaptées afin d'éviter les réflexions des signaux. À chaque croisement, une partie du signal de la ligne est transmise à la colonne correspondante pour exciter l'élément rayonnant. Les directions des faisceaux sont déterminées par la longueur entre l'entrée et l'élément rayonnant, tandis que la puissance rayonnée est commandée par les coefficients de réflexion  $S$ .

Bien que la matrice de Blass présente plusieurs avantages, son inconvénient majeur réside dans sa complexité de conception.

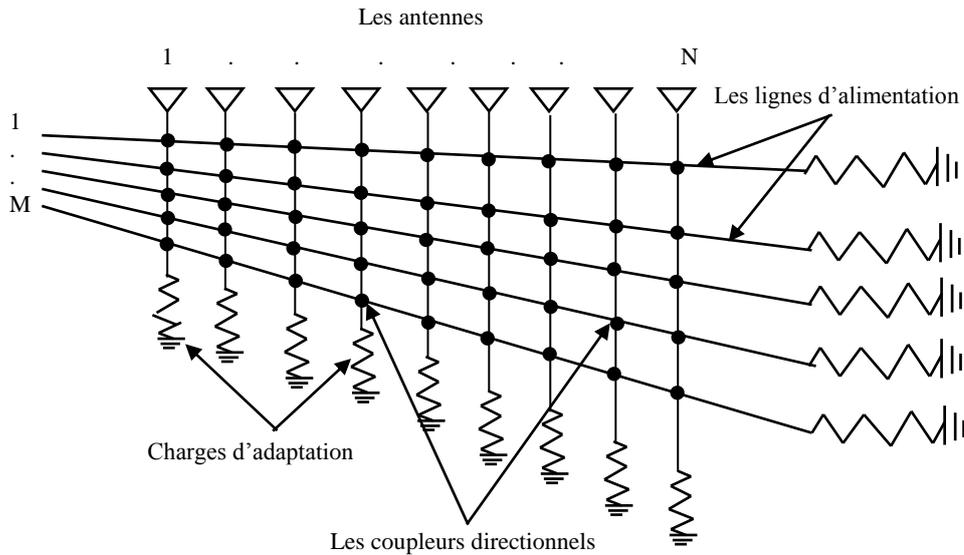


Figure II. 12 : Configuration de la matrice de Blass [13].

### ➤ Lentille de Rotman

A cause de sa simplicité de conception, son faible coût et sa large capacité de balayage, la lentille de Rotman (de configuration  $N*N$ ) est très utilisée dans les antennes intelligentes. C'est un dispositif à temps de retard réel TTD (True Time Delay), ce qui rend possible le balayage des lobes d'une manière indépendante de la fréquence.

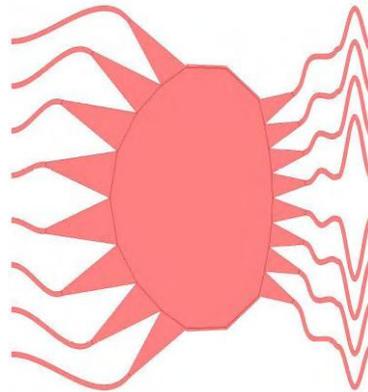


Figure II. 13 : Lentille de Rotman de configuration  $8x8$ [14].

## II.3.2 Les répartiteurs de faisceaux numériques

Parmi les plus utilisés de ce type de réseau on cite le réseau à commande de phase (*delay sum beamformer*) et le réseau à commande numérique (*Beam space beamforming*).

### II.3.2.1 Le réseau à commande de phase

Ce type de réseau utilise le filtrage spatial le plus ancien qui adopte une approche analogique, où les retards sont utilisés comme des déphaseurs (Fig. II.14). Pour les signaux à

bande étroite, le modèle devient équivalent à un commutateur de faisceaux. Suivant la valeur du retard, le réseau d'antennes peut sélectionner le lobe le plus proche à la direction du signal utile mais l'interférence n'est pas prise en compte. A cause de l'absence d'une pondération d'amplitude dans cette architecture, seule une pondération de phase est appliquée au réseau, d'où un pointage (balayage électronique) vers la direction de la source est autorisé.

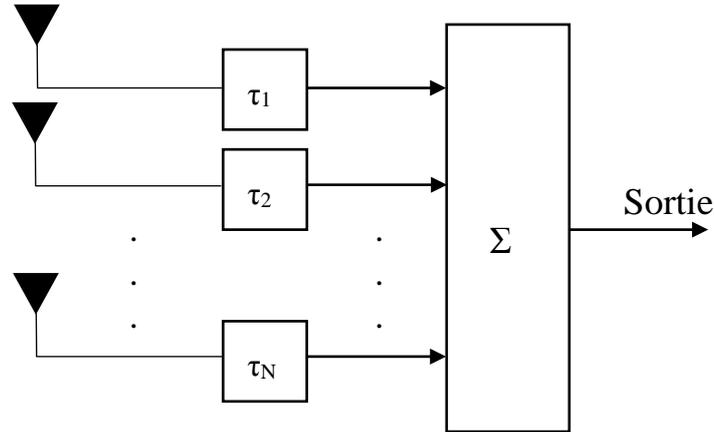


Figure II. 14 : Schéma d'un réseau à commande de phase [67].

### II.3.2.2 Le réseau à commande numérique

Le répartiteur à commande numérique est une combinaison entre la technologie des hyperfréquences (antennes) et l'électronique numérique [42]. Dans ce type de *beamforming*, l'approche numérique utilisée consiste à numériser les signaux reçus en utilisant des convertisseurs analogiques numériques (Fig. II.15). Pour réduire la distorsion de ces signaux, des DSP sont utilisés en bande de base, où chaque antenne a un convertisseur propre. Les antennes sont connectées à des DFT (Discrete Fourier Transform) dont les sorties sont pondérées (amplitude et/ou phase) afin de produire des faisceaux orthogonaux. Pour un réseau linéaire de  $N$  éléments, des *beamformer* FIB (Frequency Invariant Beamformer) sont utilisés pour pointer le lobe principal vers la direction désirée et orienter les  $N-1$  lobes secondaires vers les autres directions [68]. Pour utiliser l'un de ces lobes auxiliaires comme lobe principal, on doit effectuer une adaptation des poids, de manière à commander le réseau avec moins de complexité.

Pour un réseau linéaire de  $N$  éléments avec une distance inter-éléments  $d$ , le vecteur de pondération correspondant peut prendre la forme suivante :

$$e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}n.d.\sin\varphi_n}, n=0,\dots,N-1 \quad (\text{II.20})$$

Les directions sont choisies suivant  $\sin \varphi_n$  donné par :

$$\sin\varphi_n = \frac{n'\lambda}{N.d}, n'=0,\dots,N-1. \tag{II.21}$$

En remplaçant (21) dans (20), on obtient :

$$w_{nn'} = e^{-j\frac{nn'}{N}.2\pi} n, n'=0,\dots,N-1. \tag{II.22}$$

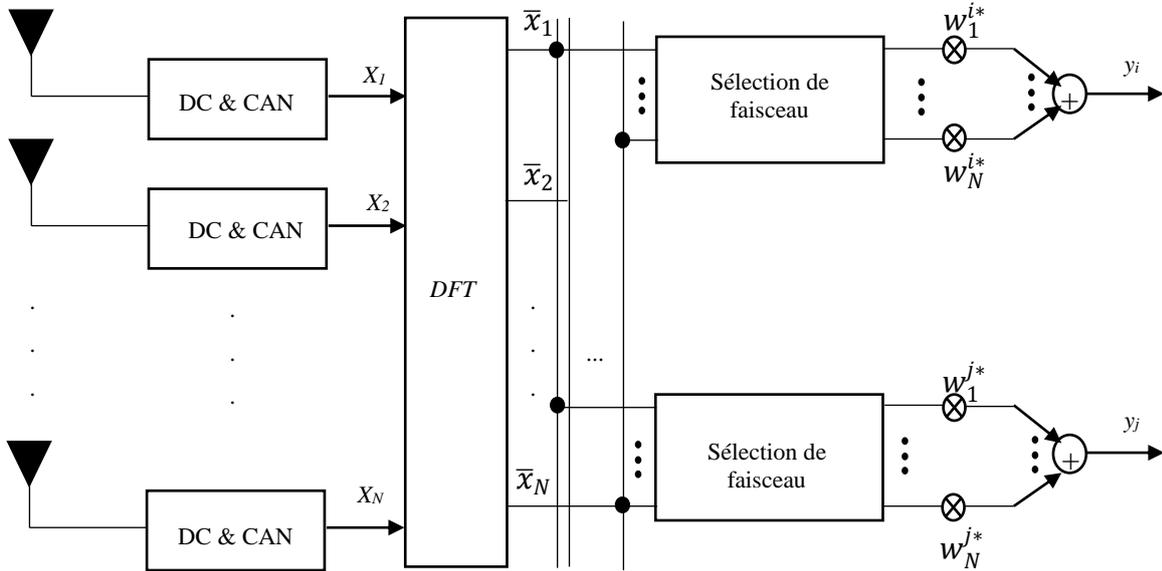


Figure II. 15 : Schéma d'un réseau à commande numérique [67].

La sortie de la transformation de Fourier discrète  $\bar{X}$  correspond à  $N$  faisceaux orthogonaux. La sortie  $y$  est donnée par une combinaison pondérée afin de produire une réponse désirée. Mathématiquement  $y$  est donnée par :

$$y_i = \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* \cdot \bar{x}_n \tag{II.23}$$

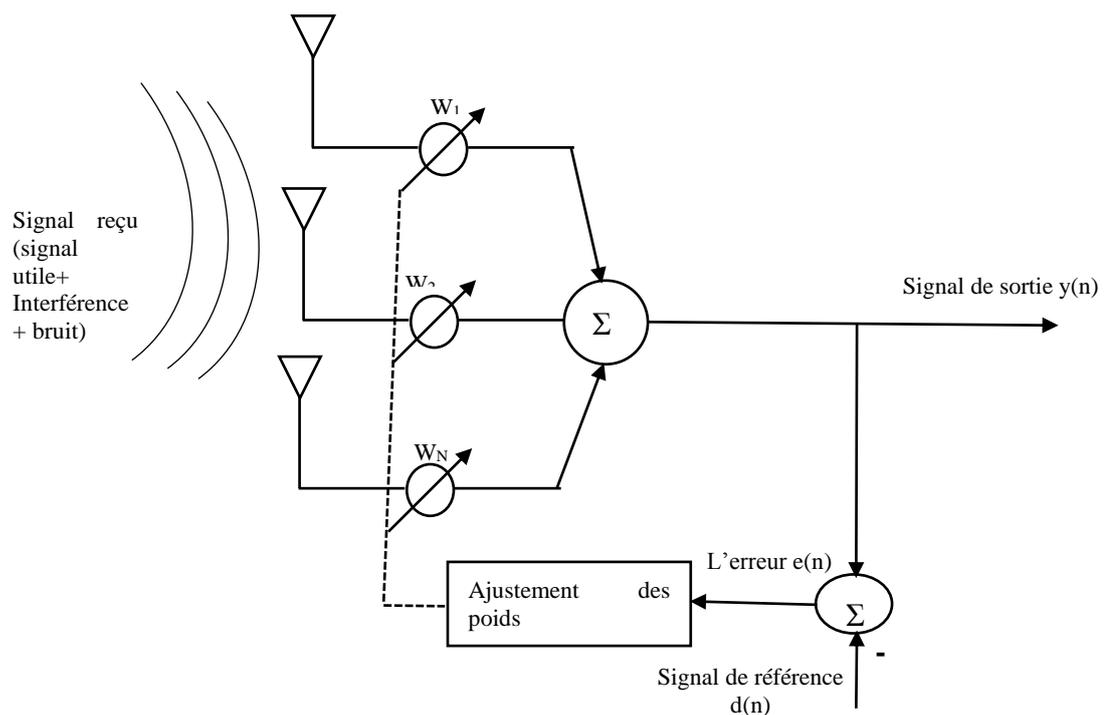
Où  $\bar{x}_n$  est le signal capté par le nième élément et  $w_n^*$  est le conjugué de la pondération appliquée au n<sup>ième</sup> élément.

### II.4 Les techniques de *beamforming* d'un réseau d'antennes adaptatif

Les techniques de *beamforming* sont des approches performantes utilisées dans les réseaux d'antennes pour détecter et estimer la direction des signaux utiles, en utilisant le filtrage spatial ou spatio-temporel et l'annulation des interférences [69]. Elles sont utilisées dans de nombreux domaines tels que les communications mobiles [37,54], le radar [70], le sonar [71], la biomédecine [72], l'astronomie [73] etc. Ces technique sont appelées adaptatives pour les différencier des autres techniques qui ne satisfont pas aux besoins de l'environnement.

Il existe plusieurs techniques numériques permettant d'optimiser les poids d'alimentation d'un réseau d'antennes adaptatif (Fig. II.16). Parmi ces critères, on peut maximiser le rapport signal à bruit (SNR) [74], maximiser le rapport signal à interférence SIR, minimiser l'erreur quadratique moyenne en utilisant un signal de référence, minimiser la variance du bruit [75] ou maximiser le rapport signal à interférence plus bruit (SINR). Pour cela, on peut utiliser des méthodes stochastiques telles que PSO (*particle swarm optimization*), mauvaises herbes, l'essaim d'abeilles...

L'objectif principal de ces algorithmes adaptatifs est d'obtenir des poids optimaux en minimisant, itérativement, une fonction de coût ou l'erreur moyenne quadratique. Initialement, elle calcule la sortie du réseau d'antennes sur la base du signal reçu et le vecteur de pondération. Ensuite, l'erreur entre le signal obtenu et le signal désiré est déterminée et les poids seront alors ajustés automatiquement à la lumière de l'erreur calculée. Le processus doit continuer jusqu'à l'obtention de la condition d'arrêt fixée.



**Figure II. 16 : Structure d'un réseau d'antennes adaptatif.**

Bien qu'il existe plusieurs algorithmes pour obtenir les pondérations optimales, le choix de l'un de ces algorithmes est intrinsèquement lié à la vitesse de convergence et la simplicité d'intégration matérielle. Parmi ces algorithmes, on peut citer l'algorithme du gradient stochastique (LMS, Least Mean Squares), l'algorithme de l'inversion directe de la matrice de convergence (DMI, Direct Matrix Inversion), l'algorithme des moindres carrés

récurifs (RLS, Recursive Least Squares) et l'algorithme à module constant (CMA, Constant Modulus Algorithm).

#### II.4.1 Le beamformer LMS

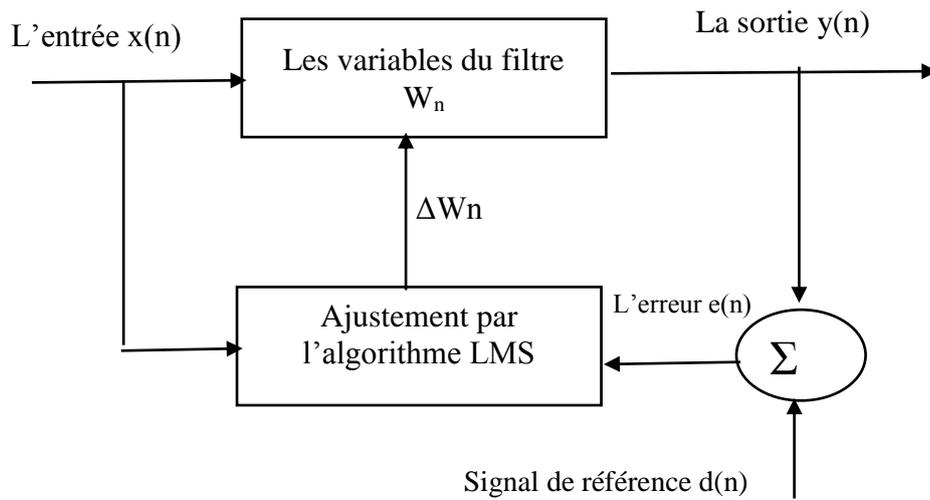
La méthode des moindres carrés a été développée, pour la première fois, par Widrow et Hoff en 1959, à partir de leurs études de reconnaissance des formes. Elle est devenue parmi les méthodes les plus employées dans le filtrage adaptatif. Actuellement, l'algorithme LMS est très utilisé pour l'adaptation des poids dans les réseaux d'antennes adaptatifs [76] et pour l'égalisation des canaux afin de réduire les interférences [77].

Bien qu'il existe d'autres algorithmes avec des taux de convergence plus rapides comme SMI et RLS, l'algorithme LMS est très populaire à cause de sa facilité d'implémentation et le nombre d'opérations de calculs très réduit (Fig. II.17) [77]. Ces caractéristiques font de cet algorithme l'un des membres importants de la famille des méthodes stochastiques qui utilisent le vecteur du gradient durant la convergence vers la solution optimale.

##### II.4.1.1 Le modèle mathématique du filtre adaptatif

Le signal d'entrée étant la somme de trois composantes (signal utile, interférence et bruit), les variables du système ont la structure d'un filtre avec une réponse à impulsion finie (RIF). Pour cette structure (Fig. II.17) la réponse d'impulsion est égale aux coefficients du filtre. Ces coefficients, pour un filtre d'ordre  $N$ , sont définis par :

$$W(n) = [w(1), w(2), \dots, w(N)] \quad (\text{II.24})$$



**Figure II. 17 : Le filtre adaptatif LMS.**

Le vecteur des poids est ajusté, à l'instant  $n+1$ , par la soustraction de sa valeur à l'instant  $n$  par un scalaire d'un gradient de l'erreur [78].

$$w(n+1) = w(n) - \frac{1}{2}\mu\nabla(J(n)) \quad (\text{II.25})$$

Où  $\mu$  est le pas de variation. Il permet le contrôle de la vitesse de convergence et varie, généralement, entre 0 et 1.  $\nabla(J(n))$  est la valeur estimée du gradient de l'erreur quadratique moyenne  $J(n)$ , donnée par [9] :

$$J(n) = E[|r(n+1)|^2] + w^H(n)Rw(n) - 2w^H(n)z \quad (\text{II.26})$$

Où  $r(n+1)$  est le signal de référence à l'instant  $n+1$  et  $R$  et  $z$  sont donnés par :

$$R = [x(n)x(n)^H] \quad (\text{II.27})$$

$$z = [x(n)r^*(n)] \quad (\text{II.28})$$

Ce qui est mène à :  $\nabla(J(n)) = 2Rw(n) - 2z$ . Par conséquent, l'estimation instantanée du vecteur de gradient devient :

$$\hat{\nabla}(J(n)) = 2\underline{x}(n)\underline{x}^H(n)\underline{w}(n) - 2\underline{x}(n)r^*(n) = 2\underline{x}(n)\varepsilon^*(n) \quad (\text{II.29})$$

Où  $\varepsilon^*(n)$ , l'erreur entre la sortie du réseau d'antennes et le signal de référence, est donnée par :

$$\varepsilon^*(n) = \underline{x}^H(n)\underline{w}(n) - r(n) \quad (\text{II.30})$$

Le taux de convergence est lent pour de faibles valeurs du nombre de poids  $N$ , utilisés dans le réseau adaptatif. Mais ceci donne une bonne évaluation du vecteur de gradient,

puisque un grand nombre de données est pris en compte. D'autre part, une valeur élevée de  $N$  rend la convergence rapide mais donne une mauvaise estimation du vecteur de gradient puisque peu de données sont considérées.

#### II.4.1.2 Exemple d'application

Dans cet exemple, on considère la méthode présentée ci-dessus qui est utilisée pour trouver les poids (amplitude et phase), d'un réseau d'antennes linéaire, permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement avec un lobe principal orienté vers la direction désirée, à la lumière de la direction d'arrivée (DDA). Si le réseau est uniforme avec une distance inter-éléments  $d = \lambda/2$ , on peut négliger l'effet du couplage mutuel. On fixe le nombre d'éléments à 25, le pas à  $\mu=0.008$ , un signal source donné par une séquence de  $(-/+)$ 1 et un nombre maximal d'échantillons de 5000. Le retard (temps que met le signal pour traverser la distance source-réseau d'antennes) est de  $100\mu\text{s}$ , la fréquence de la porteuse ( $f_p$ ) est fixée à 400 MHz. On considère que le milieu de propagation est altéré par un bruit blanc avec un  $SNR=-20\text{dB}$ . On note que tous les paramètres sont fixés de manière similaire à celle utilisée dans [79].

Les résultats obtenus sont présentés dans les figures II.18 à II.21. Dans la figure II.18, le diagramme de rayonnement (en utilisant la méthode LMS) est donné pour trois directions d'arrivée  $DOA = (45^\circ, 30^\circ \text{ et } -25^\circ)$ . L'évaluation de l'erreur quadratique moyenne pour les 200 premières itérations est donnée dans la figure II.19. La dégradation de l'erreur MSE qui est inférieure à  $10^{-5}$  témoigne de la robustesse de la méthode LMS. Les résultats des figures II.20 et II.21 concernent, respectivement, les amplitudes et les phases correspondant à chaque exemple.

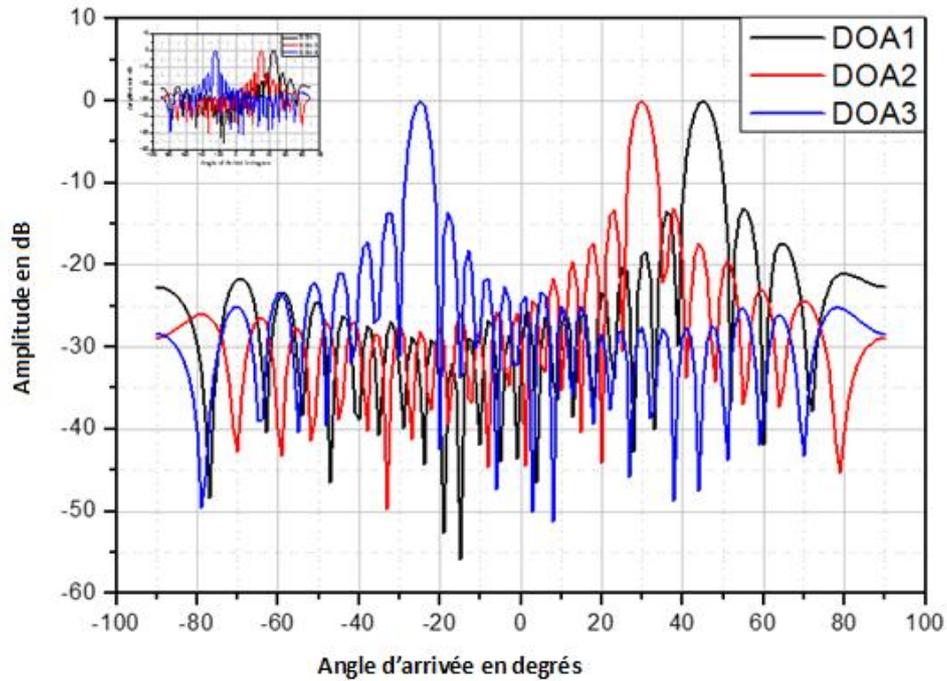


Figure II. 18 : Diagramme de rayonnement donné par l'algorithme LMS (N=25).

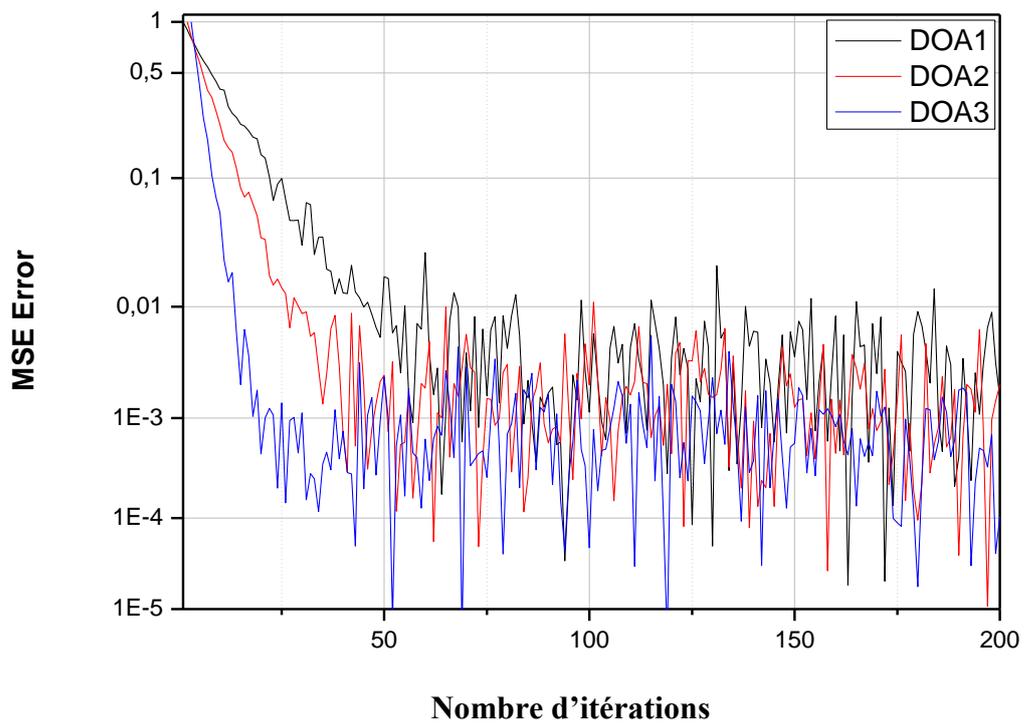


Figure II. 19 : Erreur quadratique moyenne pour les 200 première itérations (N=25).

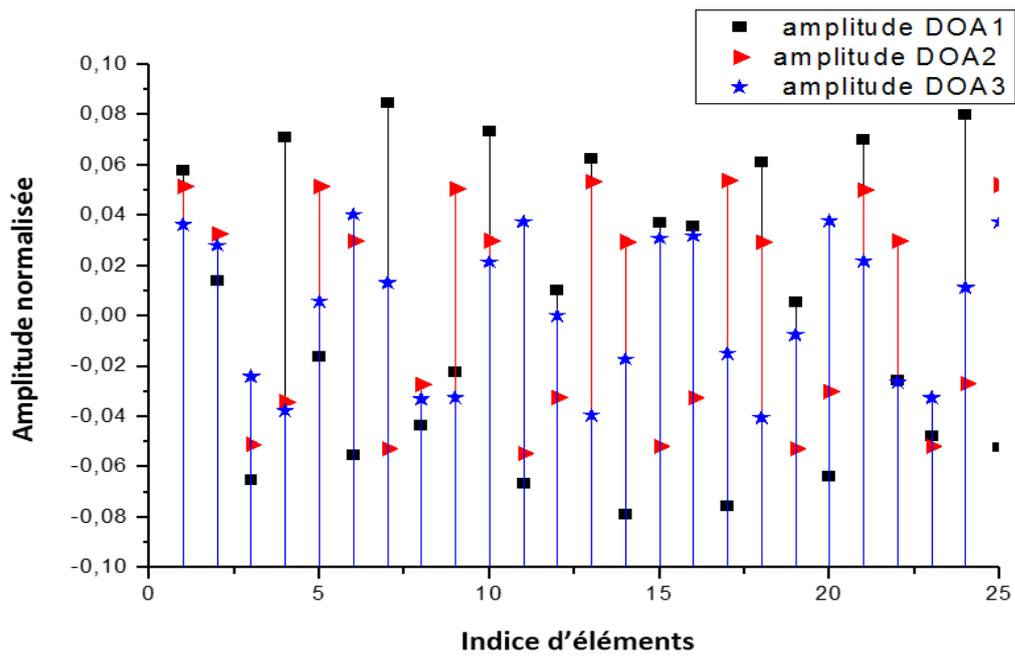


Figure II. 20 : Amplitudes des éléments donnant un diagramme de rayonnement pour chaque DDA de la figure II.18.

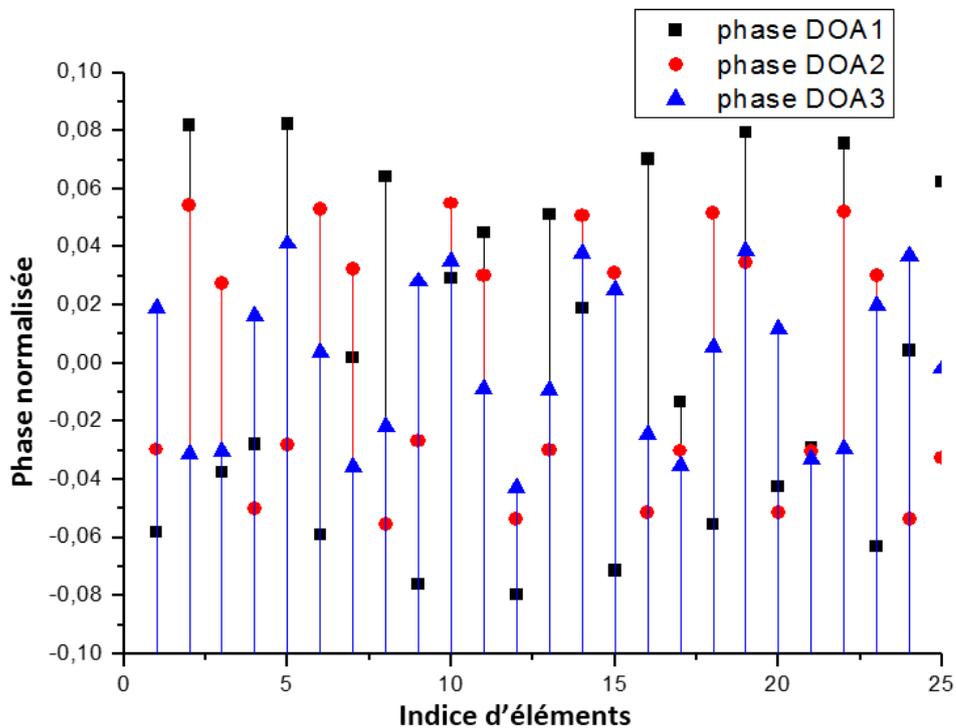


Figure II. 21 : Phases des éléments correspondant aux diagrammes de rayonnement pour chaque DDA dans la figure II.18.

Notons qu'il existe plusieurs méthodes LMS modifiées, telles que LMS normalisée NLMS [80] qui peuvent améliorer, encore plus, les performances de cette méthode.

#### II.4.2 Méthode des moindres carrés récursifs (RLS beamformer)

Le principe de l'estimation récursive (en temps réel) consiste à calculer, à chaque instant  $n$ , le vecteur de pondération recherché  $w(n)$  en fonction des poids estimés  $w(n-1)$  et des nouvelles informations acquises sur le procédé. Dans la méthode LMS, la vitesse de convergence dépend des valeurs propres des matrices de corrélation ce qui rend la vitesse lente pour des matrices de corrélation avec un grand nombre de valeurs propres. Ce problème est résolu avec la méthode RLS en appliquant un fenêtrage pour estimer la matrice de covariance  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$ . Comme pour l'algorithme LMS, l'algorithme RLS ne requiert qu'un signal de référence et des matrices de corrélation [81].

$$\hat{R}_{xx}(n) = \delta_0 \hat{R}_{xx}(n-1) + x(n)x^H(n) \quad (\text{II.31})$$

et

$$\hat{r}_{xd}(n) = \delta_0 \hat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n)x(n) \quad (\text{II.32})$$

Où  $\delta_0$  est le facteur d'oubli, il varie entre 0 et 1.

Le vecteur de pondération est remis à jour, à l'instant  $n$ , par l'équation suivante :

$$w(n) = w(n-1) + q(n)[d^*(n) - w^H(n-1)x(n)] \quad (\text{II.33})$$

Où le facteur  $q(n)$  est donné par :

$$q(n) = \frac{\delta_0^{-1} R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}{1 + \delta_0^{-1} x^H(n) R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)} \quad (\text{II.34})$$

$R_{xx}^{-1}(n)$  étant l'inverse de la matrice de covariance.

#### II.4.3 L'optimum du rapport SINR

La valeur optimale du rapport SINR est sa valeur maximale obtenue avec les poids de pondération optimaux  $w$ , en utilisant des algorithmes d'optimisation tels que les méthodes stochastiques ou les algorithmes numériques comme le LMS, dans l'expression suivante [82]

$$SINR = \frac{s \bar{w}^H \bar{a}_0 \bar{a}_0^H \bar{w}}{\bar{w}^H \bar{A} \bar{R}_{ii} \bar{A}^H \bar{w} + \sigma^2 \bar{w}^H \bar{w}} \quad (\text{II.35})$$

Où le vecteur de pondération  $\bar{W}$ , de  $N$  éléments, est donné par :

$$\bar{w} = [w_1 w_2 \dots w_N]^T \quad (\text{II.36})$$

H et T désignent respectivement, le hermitien et le transposé d'un vecteur.

La matrice des  $M$  interférences est définie comme :

$$\bar{A} = [\bar{a}_1 \bar{a}_2 \dots \bar{a}_M]$$

avec

$$\bar{a}_m = [1 e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_m} \dots e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_m}]^T \text{ avec } m=0,1,\dots, M \quad (\text{II. 37})$$

Où  $\bar{a}_0$  représente le vecteur source associé à l'angle d'arrivée (ADA)  $\theta_0$  du signal utile et les autres  $\bar{a}_m$  représentent les vecteurs des interférences à partir des directions  $\theta_m$ .

La variance de bruit peut être exprimée par :

$$\sigma^2 = 10^{-\frac{SNR}{10}} \quad (\text{II.38})$$

avec le SNR représente le rapport signal à bruit (en dB).

## II.5 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une étude des différentes techniques de *beamforming* utilisées dans le domaine des antennes adaptatives. Ces techniques permettent d'améliorer la couverture, la qualité et la capacité des réseaux de communication mobile. Elles se différencient, essentiellement, par leur environnement d'application, critère suivant lequel nous les avons classées, en utilisant les *beamformers* analogiques (les matrices de Butler et de Blass ou la lentille de Rotman) ou les *beamformers* numériques avec leurs différentes procédures.

Enfin, nous avons décrit brièvement quelques principaux algorithmes liés aux systèmes d'antennes intelligentes tels que les algorithmes LMS et RLS. Nous avons vu que si la technologie des antennes adaptatives a suscité beaucoup d'intérêt, dans le monde entier, ces dernières années, c'est grâce à leur possibilité de réduire les interférences et par conséquent d'augmenter la capacité du réseau.

**Méthode de  
synthèse d'un  
réseau d'antennes  
basée sur la  
technique des  
mauvaises herbes**

# III

## Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

### III.1 Introduction

Dans la technologie des antennes intelligentes, le système doit estimer les angles d'arrivée (AOA) aussi bien pour les utilisateurs que pour les interférences. Les angles d'arrivée sont estimés par les méthodes connues, des algorithmes à haute résolution (HR), telles que la méthode ESPRIT [83], MUSIC [84] et SAGE [85]. Les méthodes HR modernes reposent sur les propriétés particulières de la matrice de covariance du signal. A la lumière de ces informations d'estimation, le réseau d'antennes doit changer ses paramètres afin de s'adapter aux besoins de l'environnement, ce qui augmente les performances et la fiabilité de la communication [48]. Quelle que soit la méthode d'estimation choisie, le système doit utiliser un outil numérique de synthèse pour trouver les paramètres optimaux permettant d'obtenir les caractéristiques de rayonnement désirées.

Le but de ce chapitre est le choix d'une méthode de synthèse (d'optimisation) numérique efficace qui permet de répondre aux différentes contraintes des réseaux d'antennes adaptatifs. Plusieurs travaux utilisant des méthodes analytiques (méthode de Tchebychev [86]), ou des méthodes numériques (méthode des moindres carrés LMS [87]) ont été effectués. Avec l'apparition des ordinateurs puissants, d'autres méthodes stochastiques sont apparues (algorithmes génétiques, réseau de neurones...). Pendant l'optimisation, on peut contrôler les paramètres électriques et géométriques du réseau (amplitude et/ou phase, distance inter-éléments).

Dans les deux parties de ce chapitre, nous présenterons, respectivement, les mécanismes de recherche de la méthode choisie et un exemple d'application pour évaluer les performances de la méthode stochastique. Cet exemple montre comment obtenir un

diagramme de rayonnement avec un lobe principal en cosécante carrée et des lobes secondaires très bas, en contrôlant l'amplitude et la phase d'un réseau linéaire.

### **III.2 Synthèse d'un réseau d'antennes**

La synthèse du diagramme d'un réseau d'antennes n'est pas un problème nouveau. Généralement, elle consiste à déterminer les paramètres géométriques, ou électriques du réseau afin de produire un diagramme désiré par le concepteur. Ce dernier peut être défini analytiquement ou à partir d'un gabarit [88].

Les premiers travaux, sur les réseaux linéaires, ont été réalisés par Schelkunoff, en 1943 [89]. Ils avaient pour but de montrer l'efficacité de la disposition des éléments d'antennes, dans un réseau uniforme.

Depuis, ces réseaux ont été largement étudiés et plusieurs méthodes analytiques ont servi à donner des solutions exactes [89-90]. Mais pour les réseaux non uniformes ou à deux dimensions (planaire et circulaire), qui sont indispensables dans plusieurs applications de nos jours (radars), l'obtention du diagramme désiré n'est pas aisée et le calcul devient très lourd. Dans ce cas, les méthodes analytiques deviennent inutilisables. L'incapacité des méthodes analytiques à traiter ce type de réseaux et l'apparition des ordinateurs puissants ont permis aux méthodes numériques de prendre leur envol. Actuellement, beaucoup de chercheurs concentrent leurs efforts sur le développement de méthodes numériques de plus en plus performantes [91-93].

D'une manière générale, le problème rencontré dans la synthèse d'un réseau d'antennes est la détermination des paramètres physiques (les lois d'alimentation et/ou de répartition spatiale des éléments rayonnants) permettant d'atteindre les caractéristiques d'un cahier de charge (un diagramme de rayonnement désiré  $F_D$ ).

On peut envisager plusieurs types de synthèse des réseaux d'antennes : la synthèse par loi d'amplitude, la synthèse par loi de phase (réseau à balayage électronique), la synthèse par loi d'amplitude et de phase, la synthèse par loi de distance inter-éléments (réseau non périodique)...

Dans les trois premiers types de synthèse, on dit que le réseau d'antennes synthétisé est périodique. Il présente toutes les propriétés des réseaux périodiques (génération de lobes d'ambiguïté (*grating lobes*) si la distance inter-éléments du réseau est plus grande que  $\lambda$ ).

Dans ce chapitre, on va étudier la synthèse d'un réseau d'antennes linéaire par action sur l'alimentation complexe (amplitude et phase), pour atteindre un diagramme de rayonnement à partir d'un gabarit.

### III.3 Recherche d'une méthode de synthèse

L'optimisation est un paradigme actuel dans chaque aspect de notre vie quotidienne. Son importance se justifie par la difficulté des problèmes à optimiser et de même par le domaine d'application pouvant être modélisé mathématiquement par une fonction à minimiser ou maximiser. Un problème d'optimisation est défini par un ensemble de recherche (ici  $D^n$ ) et un ensemble de critères, permettant de caractériser des sous-ensembles (minimum d'une fonction...).

La résolution des problèmes d'optimisation en électromagnétisme (ici, optimisation d'un diagramme à faisceau en cosécante carrée avec un niveau des lobes secondaires  $NLS$  très bas par ajustement de l'amplitude et la phase d'un réseau d'antennes linéaire) n'est pas aisée à cause de la non-linéarité du problème.

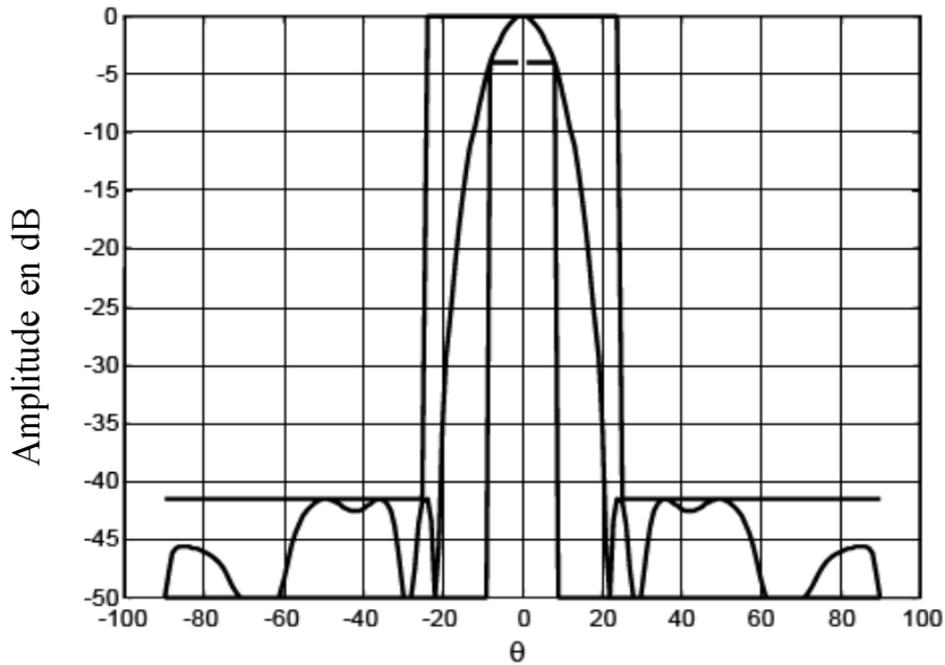
#### III.3.1 Position du problème

Les spécifications du diagramme de rayonnement du réseau sont, généralement, définies à partir d'un gabarit, où on impose un niveau des lobes secondaires désiré (Fig. III.1), une ouverture du lobe principal plus étroite...

Généralement, le problème consiste à résoudre un système d'équations non linéaires :

$$\forall i = 1, \dots, N \quad F_c(X, \theta_i) = F_d(X, \theta_i) \quad (\text{III.1})$$

Où,  $X$  est le vecteur des paramètres du réseau,  $F_c$  est la fonction de rayonnement, calculée dans une direction  $\theta_i$  et  $F_d$  est la valeur désirée dans cette même direction. La direction angulaire est divisée en  $N$  valeurs sur l'intervalle représentant une période de la fonction  $F_c$ .



**Figure III. 1 : Diagramme de rayonnement avec un gabarit [94].**

La résolution du système d'équations (III.1) doit s'effectuer à l'aide d'un algorithme itératif, minimisant l'écart entre la fonction calculée et la fonction désirée. L'erreur commise par l'utilisation de cette méthode, après la présentation de l'exemple des paramètres  $X$ , est donnée par l'expression (III.2) suivante :

$$E(X) = \sum_{i=1}^N \| F_c(X, \theta_i) - F_d(\theta_i) \| \quad (\text{III.2})$$

Où  $F_d(\theta_i)$  est la fonction désirée dans la direction  $\theta_i$ ,  $F_c(X, \theta_i)$  est la fonction calculée pour ces paramètres dans la direction  $\theta_i$  et  $E$  est l'erreur totale commise pour cet exemple de vecteur de paramètres  $X$ .

Aléatoirement, on peut générer un vecteur de paramètres  $X_0$ , à l'itération initiale, puis on calcule l'erreur commise à cette itération. Afin de minimiser cette erreur, on doit trouver, aux itérations suivantes, un autre vecteur  $X_i$  tel que :

$$E(X_i) < E(X_0), i = 1, 2, \dots \quad (\text{III.3})$$

### III.3.2 Les critères de choix

Le choix d'une méthode d'optimisation repose sur quelques critères qui dépendent, à leur tour, du domaine d'application du problème donné.

### **III.3.2.1 Critère d'erreur**

La minimisation de la fonction d'erreur, définie dans l'équation (III.2), doit s'effectuer en utilisant les deux normes suivantes :

1. La norme euclidienne qui représente la somme des écarts au carré entre les fonctions synthétisées et celles désirées. La fonction synthétisée oscille autour de la fonction désirée, ce qui ne permet pas de maîtriser les écarts importants qui peuvent apparaître dans certaines directions. Ce problème délicat apparaît, généralement, si on utilise la fonction désirée, comme gabarit, dans les cas d'optimisation de détection des zéros, de formation du maximum dans certaines directions...
2. La norme minmax, où l'optimisation porte sur le maximum de l'écart entre la fonction calculée et la fonction désirée. Cette norme est mieux adaptée pour des problèmes spécifiques tels que la suppression des lobes secondaires, par exemple.

### **III.3.2.2 La précision des résultats et le temps de calcul**

On ne peut parler de convergence, que lorsque la précision des résultats est acceptable. Cette précision dépend du nombre d'itérations (fixé, à priori, par le concepteur) de la fonction objectif utilisée et de la méthode d'initialisation. Tous ces paramètres ont une influence sur le temps de convergence, qui est indispensable dans les applications en temps réel, comme dans les antennes intelligentes.

### **III.3.2.3 Les contraintes**

Parmi les contraintes qui doivent être prises en compte dans la réalisation pratique, on peut citer la possibilité d'introduire l'effet du couplage mutuel [55] entre les éléments, les pertes dans le réseau (pertes diélectriques, pertes métalliques et pertes par rayonnement) et les contraintes sur les paramètres de synthèse (contraintes sur la loi d'alimentation ou sur la géométrie du réseau...

Il existe d'autres contraintes liées à la formulation du problème et à la fonction de coût telles que :

- L'amplitude des oscillations du lobe principal et le niveau du lobe secondaire optimal.
- La possibilité de créer des zéros dans certaines directions privilégiées.
- La possibilité d'introduire le rapport signal à bruit (*SNR*) dans la synthèse.

### **III.3.3 Le choix de la méthode**

Soumise à plusieurs contraintes, la synthèse des réseaux d'antennes est un problème d'optimisation non linéaire. Une vue historique sur ce problème, montre que plusieurs méthodes numériques ont été appliquées, pour obtenir les solutions envisagées. On ne trouvera pas une méthode générale d'optimisation, applicable à tous les cas, mais un nombre important de méthodes, propres à chaque type de problème. La méthode d'optimisation récente la plus populaire, en électromagnétisme, est la technique des mauvaises herbes (ou herbes envahissantes) [17]. Cette méthode présente beaucoup d'avantages tels que : la simplicité de mise en œuvre, la facilité de rechanger ses paramètres, la particularité de ne requérir que peu d'informations sur la fonction d'évaluation et la capacité de détecter, simultanément, plusieurs optima locaux, proches de l'optimum global.

### **III.4 Synthèse des réseaux d'antennes par l'approche des mauvaises herbes**

Les méthodes d'optimisation sont classées, suivant l'aspect de recherche d'un optimum, en deux groupes : les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques. Les méthodes déterministes sont classées elles même en plusieurs sous classes telles que les méthodes statistiques, les méthodes utilisant les plans d'expérience [95], les méthodes mathématiques (Quasi-Newton, Gradient conjugué...) et autres [96]. Les algorithmes traditionnels utilisés, sont plus ou moins robustes à la convergence vers une solution globale. Dans la famille des méthodes stochastiques [97-99], beaucoup plus robustes que les algorithmes déterministes [96], la méthode des mauvaises herbes ou IWO (Invasive Weeds Optimization) est de plus en plus utilisée dans l'optimisation à cause de sa simplicité et sa vitesse de convergence [21].

La technique des mauvaises herbes est classée dans la famille des méthodes stochastiques à population. Elle a été proposée, pour la première fois, en 2006 par Mehrabian et Lucas sous le nom IWO [21]. Elle a été développée pour la résolution des problèmes d'optimisation, en faisant une relation entre une plante dans une colonie et une solution d'un problème parmi un ensemble de solutions. La méthode IWO est inspirée du comportement de colonisation des mauvaises herbes dans la nature.

Depuis son apparition, la technique d'optimisation par les mauvaises herbes est de plus en plus utilisée par les scientifiques dans le domaine de l'électromagnétisme, surtout dans les problèmes de la synthèse des réseaux d'antennes. Des versions modifiées (plus

robustes) de cette méthode peuvent être considérées avec beaucoup d'intérêt dans les travaux récents présentés dans les références [100-103].



*Figure III. 2 : Une photo réelle d'une colonie des mauvaises herbes dans la nature.*

### **III. 5 Mécanisme de recherche des mauvaises herbes**

Puisque les mauvaises herbes tiennent leur origine des plantes réelles et de la science de l'informatique, leur terminologie mélange des expressions naturelles et artificielles. Elle utilise une population ou colonie de plantes où chaque plante présente une solution sous forme d'une chaîne réelle ou binaire [104]. Actuellement, le codage réel est le plus utilisé pour éviter le codage-décodage pendant l'optimisation. Ces chaînes sont évaluées par une fonction de coût (fonction de performance), qui contient toutes les informations sur le problème à optimiser. Plus la valeur de la fonction de performance est élevée, meilleure est la solution codée par la plante la mieux adaptée à l'environnement.

IWO est une méthode récente, en comparaison avec l'algorithme génétique (GA) et d'autres méthodes stochastiques traditionnelles, basées sur le comportement de colonisation des mauvaises herbes dans la nature. Les plantes adventices envahissent un champ de culture, occupent l'espace libre autour de ce champ puis elles croissent pour donner des nouvelles herbes, et ainsi de suite. Suivant la valeur de la fonction de coût d'une plante donnée, un nombre de graines sera produit par cette plante parent. Dans notre IWO modifié, on propose un processus de mutation dans le calcul de l'écart-type ; ceci permet une bonne distribution des graines autour de leur parent. Par conséquent, les nouvelles herbes croissent et deviennent de nouvelles plantes dans la colonie. Si le nombre des plantes atteint sa valeur maximale, un processus de compétition sera lancé entre elles afin de garder les meilleures plantes (les mieux adaptées au milieu).

## CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

On commence par l'initialisation aléatoire des positions d'un nombre donné de plantes pour la population de la première génération. On génère ensuite, itérativement, des populations de plantes, sur lesquelles on applique des processus de compétition et de reproduction des grains entre les différentes plantes. Pour passer de la génération  $k$  à la génération  $k+1$ , les différents processus sont répétés pour toutes les plantes de la population à la  $k^{\text{ième}}$  génération. L'algorithme de la méthode IWO modifié est organisé comme suit :

### III.5.1 Initialisation

Au début, un nombre fini de plantes est réparti à des positions aléatoires, sur un espace de recherche (dimensions  $N$ ). Cette première population est notée  $POP = [P_1, P_2, \dots, P_{pop\_ini}]$ , où  $pop\_ini$  est le nombre initial de plantes dans la colonie. Chaque plante est considérée comme une solution proposée dans l'espace de recherche et appelée  $p_i = [I_1, I_2, \dots, I_N]$ , où  $I_n$  représente l'excitation complexe (amplitude phase) du  $n^{\text{ième}}$  élément, de chaque côté du réseau d'antennes.

### III.5.2 Evaluation

A partir des excitations (amplitude et phase) aléatoires d'un réseau d'antennes linéaire, les excitations optimales des différents éléments seront sélectionnées suivant la valeur de la fonction de coût trouvée, afin de répondre au besoin de l'environnement, avec un diagramme de rayonnement désiré. Suivant la valeur de la fonction de performance, chaque plante, à une position donnée dans l'espace, va croître d'une manière différente par rapport aux autres plantes. La façon de croissance d'une plante reflète une évaluation de sa qualité (solution). La plante optimale (vecteur solution) est celle qui réduit au minimum la fonction de coût définie par le concepteur.

### III.5.3 Reproduction

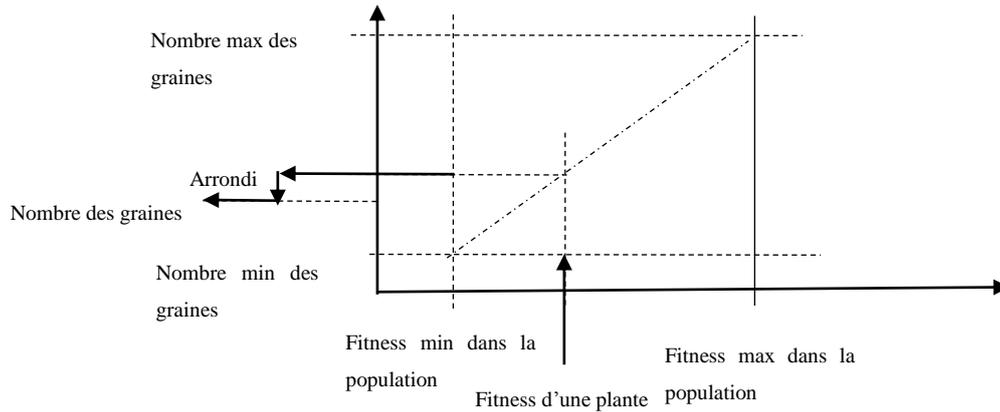
Selon la valeur de sa propre fonction de coût, une plante peut produire un certain nombre de graines à partir de 0 ( $min\_seeds$ ) à un nombre fixe ( $max\_seeds$ ). La meilleure plante dans la colonie produira un nombre maximum de graines, alors que la plus mauvaise plante ne peut produire aucune graine. Entre ces deux valeurs extrêmes, le nombre de graines produites par une plante quelconque est donné par :

$$Ns(P_i) = \text{integer}[Nbr] \quad (\text{III.4})$$

où

$$Nbr = m_s + \left( \frac{Ms - m_s}{BC - WC} \right) [C(P_i) - WC] \quad (III.5)$$

où  $Ms$  et  $m_s$  sont, respectivement, les nombres maximum et minimum de graines générées.  $BC$  et  $WC$  sont, respectivement, la meilleure et la mauvaise fonction de coût dans la population actuelle.  $C(P_i)$  est la fonction de coût de la  $i^{\text{ème}}$  plante dans la population et  $[Nbr]$  est une fonction mathématique qui donne l'entier de  $Nbr$ .



**Figure III. 3: Procédure de reproduction des graines dans la population [21].**

### III.5.4 Répartition spatiale

Après, les graines produites seront réparties autour de leur plante parent, sur des distances aléatoires, en utilisant la distribution uniforme avec une moyenne nulle et un écart-type  $SD$  qui diminue itérativement comme le montre l'équation (III.6) ci-dessous :

$$SD_{iter} = \frac{(iter_{max} - iter)}{(iter_{max})^{mod}} (SD_{ini} - SD_{fnl}) + SD_{fnl} \quad (III.6)$$

où,  $itr_{max}$  est le nombre maximal des itérations et  $itr$  est l'indice de l'itération actuelle.  $SD_{ini}$  et  $SD_{fnl}$  représentent les valeurs initiale et finale de l'écart type (*standard deviation*), respectivement ;  $mod$  est l'indice de modulation, généralement égal à 3 [17].

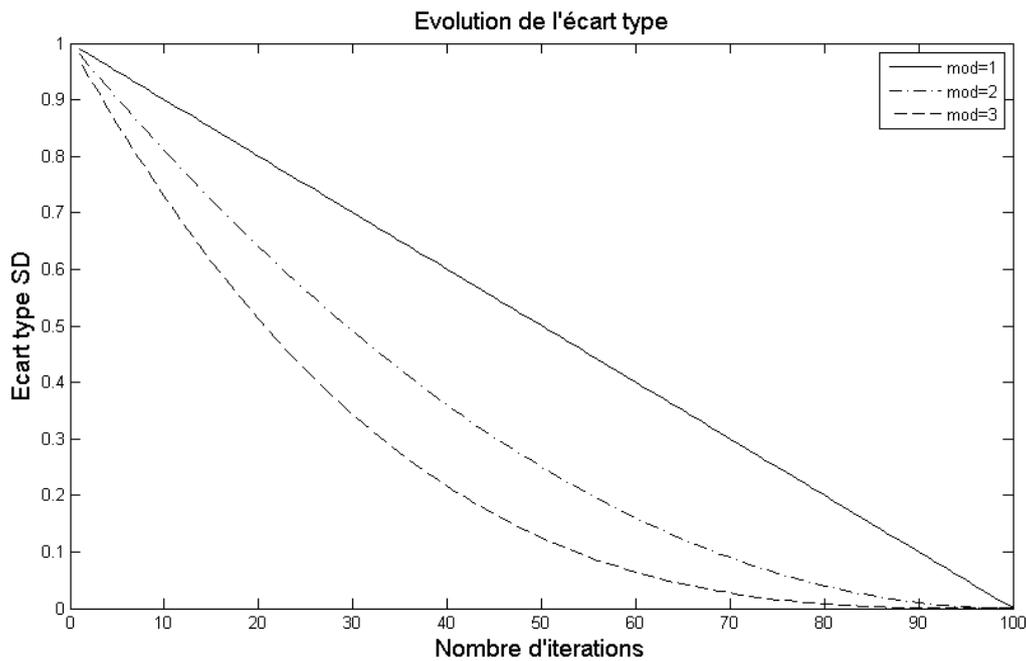


Figure III. 4 : Ecart-type en fonction du nombre d'itérations pour trois valeurs de l'indice de modulation mod.

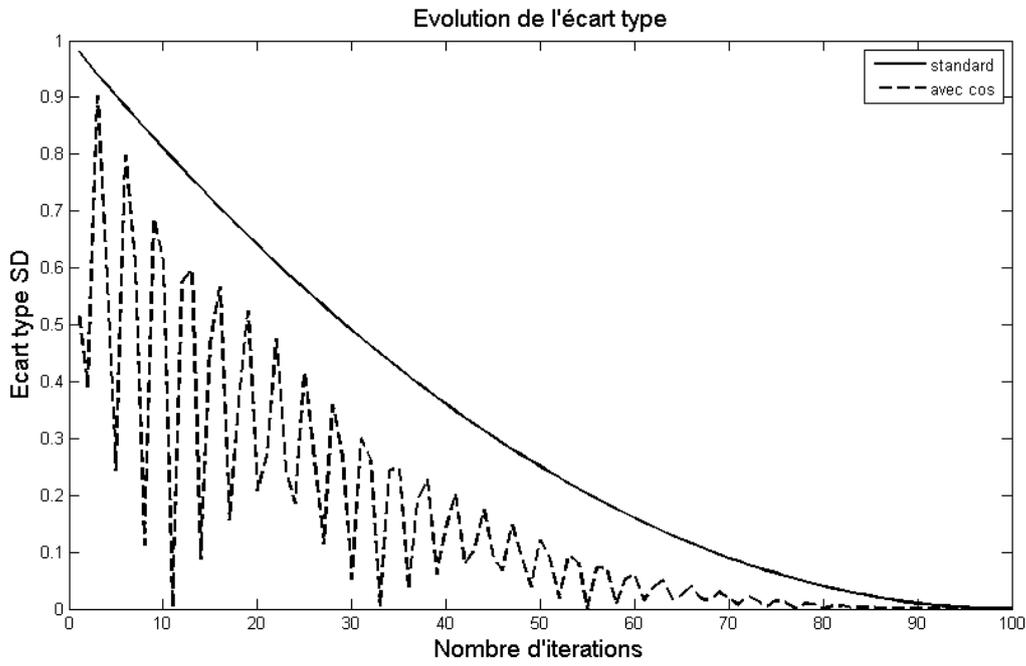
Cette étape garantit que la probabilité d'une graine de tomber dans une région proche de la plante parent est diminuée itérativement.

### III.5.5 Choix de la valeur optimale de l'écart type

Les performances des différents types de la méthode IWO demeurent liées aux choix de la valeur optimale de l'écart type pour chaque itération. Plusieurs travaux investissent sur le choix de ce paramètre qui influe sur la vitesse de convergence du processus et sur l'exploration de l'espace de recherche. Parmi les différents travaux réalisés pour optimiser ce paramètre on peut citer [101-102]. Dans ces travaux, chaque plante de la population possède une valeur propre de l'écart type, dépendant de sa fonction de coût dans la population actuelle; une variation périodique peut être ajoutée à l'écart type. L'équation III.6 peut prendre la forme suivante [101] :

$$SD_{iter} = \frac{(iter_{max} - iter)}{(iter_{max})^{mod}} |\cos(iter)|(SD_{max} - SD_{min}) + SD_{min} \quad (III. 7)$$

Le  $|\cos(iter)|$  ajoute une variation de  $SD$  qui permet d'explorer l'espace des solutions rapidement et empêche les nouvelles solutions de se propager hors de l'espace de recherche, lorsque  $SD$  est relativement grand.



**Figure III. 5 :** *Ecart-type standard et avec cos (iter) en fonction du nombre d'itérations.*

Dans un autre travail [103], les auteurs ont essayé de trouver une valeur adaptative de l'écart type (itérativement), pour chaque plante  $i$  dans la colonie, en utilisant une expression exponentielle de la fonction de coût pour cette plante  $i$ . Les fonctions de coût minimale et maximale, dans la colonie, apparaissent dans l'expression (III.8) suivante [103] :

$$SD(i) = \frac{(SD_{iter} - SD_{fnl})}{e^{\frac{Fitness(i) - \max\_Fitness}{\min\_Fitness - \max\_Fitness}}} + SD_{fnl} \quad (III.8)$$

où  $SD(i)$  est l'écart type de la plante  $i$  dans la colonie,  $\max\_Fitness$  et  $\min\_Fitness$  sont, respectivement, les valeurs maximale et minimale de la fonction de coût dans la colonie,  $Fitness(i)$  est la valeur absolue de la fonction de coût de la plante  $i$  et  $SD_{iter}$  est l'écart type à l'itération  $iter$  qui était calculé par l'équation (III.6). En utilisant l'équation (III.8), l'écart type  $SD$  variera dans l'intervalle  $[SD_{fnl}, SD_{iter}]$ , pour chaque itération. Dans ce cas, la capacité d'exploration des espaces situés près de la meilleure plante augmente, ce qui permet de faire la recherche autour de la solution optimale.

Dans notre étude, l'idée est inspirée du processus de mutation des algorithmes génétiques (GA) [105]. D'abord, une probabilité  $P_m$  est fixée ; si la valeur de  $P_m$  est inférieure

## CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

à une valeur générée aléatoirement dans l'intervalle  $[0,1]$ , alors la valeur d'écart type de l'itération courante  $SD_{iter}$  sera remplacée par sa valeur initiale  $SD_{ini}$ . Autrement, l'écart type  $SD_{iter}$  sera calculé par l'équation (III.6). Les étapes de l'algorithme proposé sont les suivantes :

Etape 1 : Un nombre aléatoire est généré.

Etape 2 : Une probabilité fixe de la mutation  $P_m$  est choisie.

Etape 3 : Si le nombre aléatoire est inférieur à  $P_m$  alors :

$$SD_{iter} = SD_{ini} ;$$

Sinon  $SD_{iter}$  est calculé à partir de l'équation (III.6).

Etape 4 : Répéter les trois étapes précédentes de cet algorithme pour chaque itération.

### III.5.6 La Limitation

Les graines vont se développer et devenir de nouvelles plantes qui seront ajoutées à la colonie, jusqu'à ce qu'un nombre maximum de plantes  $pop_{max}$  soit atteint. A ce moment, une compétition (entre les plantes) va commencer, pour ne garder que les meilleures plantes dans la colonie ; toutes les autres seront rejetées.

### III.5.7 Exclusion compétitive

Sans les graines, la plante va disparaître quelle que soit sa durée de vie. Alors la reproduction des nouvelles plantes est plus que primordiale pour la continuité de la colonie. A cause de la phase de reproduction (voir la section III.3.3), le nombre des plantes sera augmenté, itérativement, jusqu'à atteindre un nombre maximal de plantes dans la colonie ( $pop_{max}$ ).

Si le nombre de plantes atteint sa taille maximale, une compétition entre ces individus sera lancée pour garder, seulement, les meilleures plantes dans la colonie. Le mécanisme d'élimination fonctionne comme suit :

Après l'atteinte du nombre maximum de plantes dans la colonie, il est permis à chaque plante de produire un nombre de graines selon le mécanisme mentionné dans la section III.2.3. Ces graines vont répartir l'espace de recherche comme dans la section III.3.4. Quand toutes les graines ont trouvé leur position dans l'espace de recherche, elles sont évaluées et classées avec leurs parents (en tant que colonie de plantes). Après, on élimine les plantes ayant une fonction de coût inférieure au minimum permis, pour ne garder que la population

---

## CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

maximale permise dans la colonie. Alors, les meilleures plantes (parents et graines) peuvent survivre. Ce mécanisme donne une chance aux plantes, avec une fonction de coût faible, de reproduire. Si leurs graines ont une bonne fonction de coût, dans la colonie, elles peuvent survivre. Ce mécanisme de contrôle de taille est appelé *exclusion compétitive*.

### III.5.8 Le critère d'arrêt

Généralement, un nombre maximum d'itérations ( $iter_{max}$ ) est pris comme condition d'arrêt. Le principe général de la méthode des mauvaises herbes, avec ses principales étapes, est détaillé dans l'organigramme de la figure (III.6).

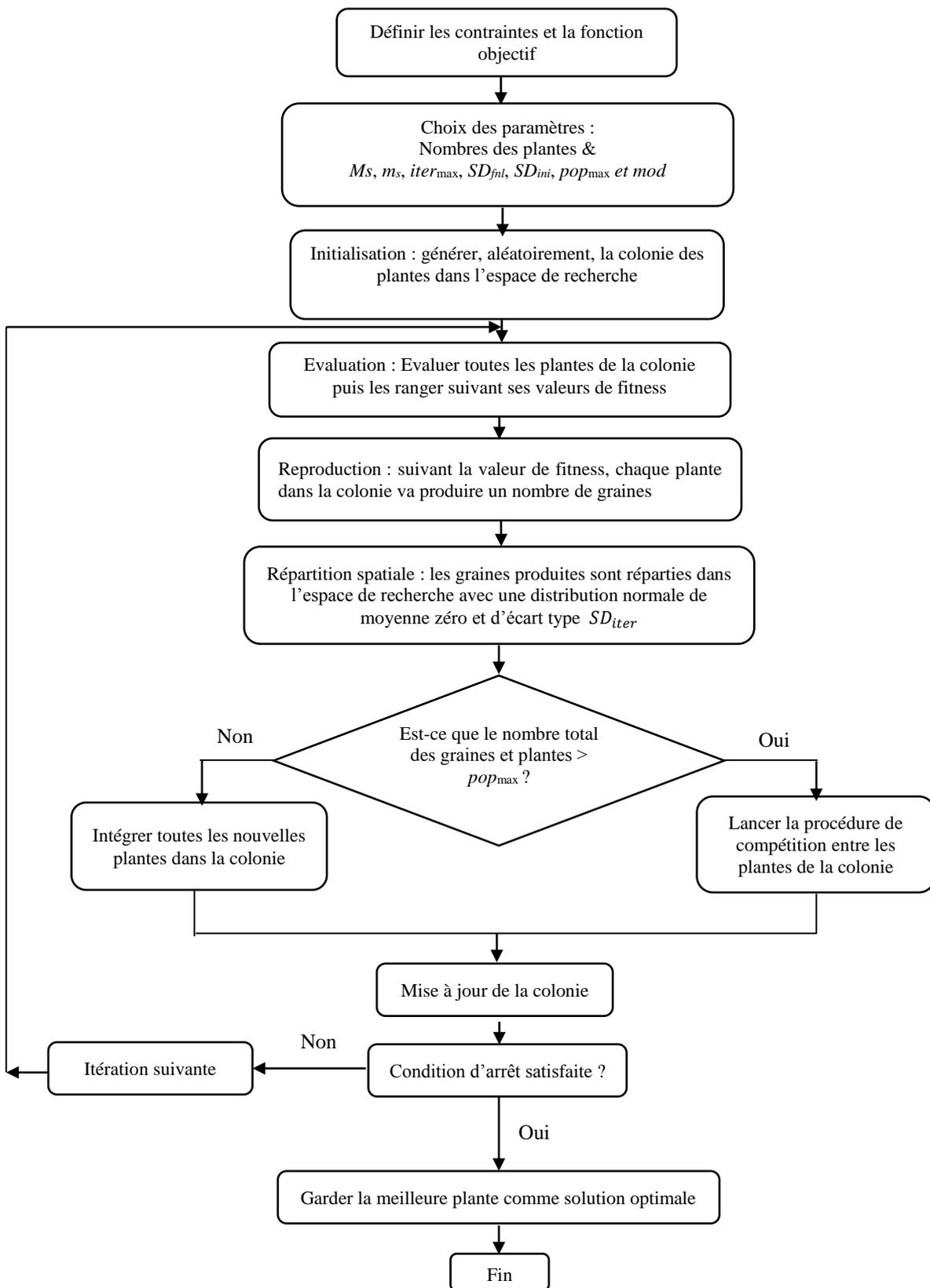


Figure III. 6 : Organigramme de l'algorithme IWO.

### **III.6 Quelques caractéristiques de la méthode IWO**

Les capacités d'exploration et d'exploitation sont les caractéristiques clefs des algorithmes méta-heuristiques. L'exploration se réfère à la capacité de l'algorithme à prospecter les différentes régions inconnues dans l'espace de recherche, alors que l'exploitation définit la capacité d'utiliser les meilleures solutions trouvées, pour déterminer les solutions optimales. Ces deux caractéristiques fondamentales résultent d'un compromis entre la capacité d'exploitation et la capacité d'exploration pour avoir une meilleure approche d'optimisation.

Comme tous les algorithmes stochastiques alternatifs, l'algorithme IWO possède des avantages et des limites que nous énumérons ci-dessous.

#### **III.6.1 Avantages de l'algorithme IWO**

- Une propriété importante de l'algorithme IWO est qu'elle permet à tous les agents ou plantes (grains) à participer dans le processus de reproduction.
- L'algorithme IWO donne une chance aux plantes moins aptes à reproduire et si les grains sont bons, ils peuvent survivre dans la colonie.
- Une autre caractéristique importante de cet algorithme est que les mauvaises herbes se reproduisent sans couplage avec d'autres plantes. Chaque plante dans la colonie peut produire de nouveaux grains, indépendamment.
- Chaque plante (solution possible) peut avoir des valeurs différentes des paramètres ( $SD$ ), au cours du processus d'optimisation, ce qui permet d'augmenter la capacité d'exploration.
- Il y a possibilité de faire une hybridation avec d'autres méthodes stochastiques pour optimiser la valeur de l'écart type ( $SD$ ) ; ce qui permet de mieux gérer les problèmes non linéaires (conception en électromagnétisme).
- Les valeurs initiale et finale de l'écart-type, l'indice de modulation  $mod$  et les nombres maximum et minimum des graines produites jouent un rôle primordial dans l'augmentation de la capacité d'exploitation de l'IWO.

#### **III.6.2 Limites de l'algorithme IWO**

- Les nombreux paramètres de contrôle sont délicats à ajuster pour l'augmentation de la vitesse de convergence.

- La diminution itérative de l'écart type limite le taux de convergence, ce qui fait perdre à l'algorithme sa capacité globale de recherche.
- Le contrôle de l'écart type est un problème en lui-même ; les grandes valeurs peuvent éliminer une solution avant l'exploitation complète de son voisinage, tandis que les petites valeurs risquent de piéger l'algorithme dans des minima locaux pour plusieurs itérations.

Comme on a déjà vu, l'algorithme IWO standard souffre habituellement de la convergence prématurée et risque de tomber dans des optimums locaux, de converger vers des solutions médiocres, etc. Afin d'éviter ces inconvénients, on propose une version modifiée de cet algorithme, qui combine l'algorithme standard avec un processus de mutation avec probabilité pour évaluer l'écart type, itérativement. L'opération de mutation, qui était couramment utilisée dans les méthodes de l'agorithme génétique (AG), est adoptée pour augmenter les possibilités d'exploration et d'exploitation du mécanisme d'IWO tout en n'empêchant pas le processus inhérent d'évolution de l'IWO conventionnel.

### **III.6.3 Domaines d'application**

Bien que cette méthode soit récente, les domaines d'application des algorithmes (IWO) sont très nombreux. On peut en citer les suivants :

- ✓ L'optimisation de fonction.
- ✓ L'apprentissage des réseaux de neurones tels que MLP (Multi-layer perceptron) [106].
- ✓ La conception des réseaux d'antennes et des autres dispositifs micro-ondes [17].
- ✓ L'optimisation des filtres digitaux.
- ✓ La configuration des antennes [107].
- ✓ Le marché de l'électricité [108].
- ✓ Le contrôle des robots.
- ✓ Le positionnement optimal des déclencheurs piézoélectriques [109].
- ✓ Le développement des systèmes de commande [110].

### **III.7 Optimisation d'un réseau linéaire avec un diagramme Cosine**

Les diagrammes en cosécante sont largement utilisés dans les stations de base de la téléphonie mobile pour assurer une couverture uniforme, réduire les interférences et réduire la pollution électromagnétique [111]. Ces diagrammes sont également très appréciés dans les

### CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

antennes balises qui doivent présenter un maximum de rayonnement au voisinage de l'horizon, suivi d'une décroissance rapide du champ rayonné, afin d'éviter les trajets multiples générateurs d'informations erronées [112].

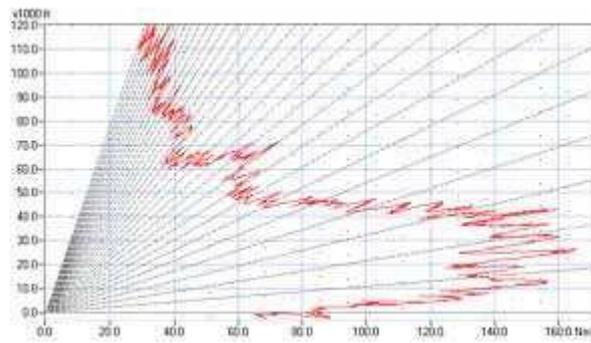
Une antenne à faisceau en cosécante carrée est spécialement prévue pour la surveillance aérienne. Elle permet de répartir l'énergie émise, dans la verticale, afin de sonder un maximum d'angles d'élévation sans avoir à faire des balayages angulaires multiples. Ce diagramme d'émission permet d'obtenir une rétrodiffusion relativement constante de la cible si celle-ci demeure à la même altitude et variable si elle se déplace, selon le diagramme d'émission connu de l'antenne (formulation mathématique).

Il existe plusieurs variantes de ce type d'antenne :

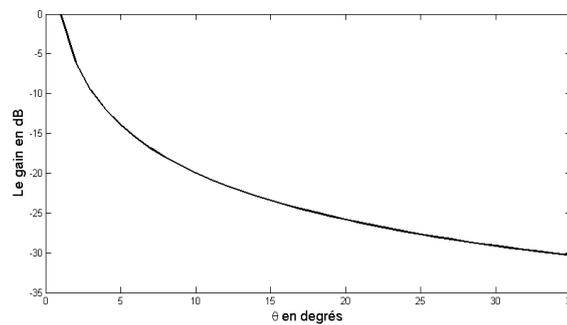
- Antenne parabolique déformée.
- Empilement de cornets d'alimentation autour du point focal d'une parabole.
- Réseaux d'antennes (linéaire ou circulaire) avec contrôle de leur distribution d'alimentation (amplitude et phase).

La première méthode consiste à utiliser une antenne parabolique déformée dans sa partie supérieure ou inférieure. Le second type est obtenu en empilant une série de cornets d'émission autour du point focal de l'antenne parabolique. Chaque cornet donne un faisceau parallèle mais avec un angle par rapport à l'horizontale, qui dépend de sa position. Si l'énergie est distribuée différemment entre les cornets, on peut obtenir un diagramme d'émission proche d'une cosécante carrée.

Dans le cas d'un réseau d'antennes, il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement proche d'une cosécante carrée, en agissant sur la distribution d'alimentation (amplitude et phase) [113], quelle que soit la topologie du réseau. Plusieurs méthodes de synthèse sont alors utilisées pour déterminer la distribution optimale du diagramme désiré [114-121].



(a) Mesure pratique



(b) Simulation de la cosécante carrée

**Figure III. 7 : Diagramme d'émission, dans la verticale, d'une antenne à faisceau en cosécante carrée [122].**

Le terme cosécante provient de la formule trigonométrique du même nom (Cosec). La fonction cosécante *cosec* ou *csc* d'un angle  $\theta$  est définie par :

$$\text{csc}(\theta) = \frac{1}{\sin(\theta)} \quad (\text{III.9})$$

La hauteur  $H$  et la distance de la cible  $R$  détermine son angle de site (ou d'élévation)  $\theta$ .

Sachant que le sinus de l'angle est  $H/R$  et en remplaçant dans la formule de la cosécante, on obtient :

$$R = \frac{H}{\sin \theta} = H \cdot \text{csc}(\theta)$$

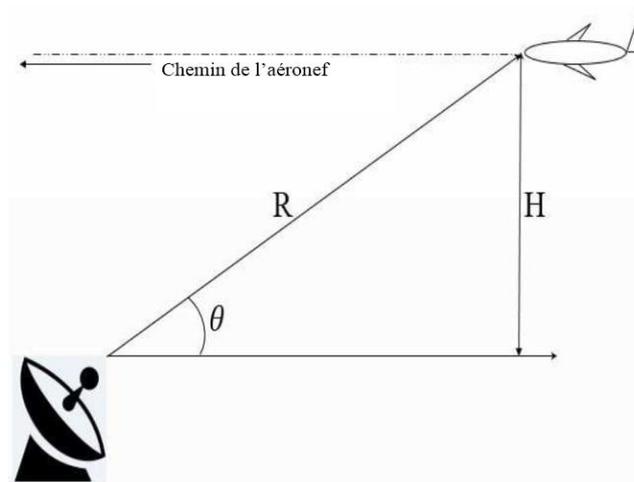


Figure III. 8 : Système radar de surveillance aérienne.

On sait, d'après l'équation radar, que  $P_e$  est proportionnelle au carré du gain ( $G^2$ ), divisé par  $R^4$  :

$$P_e \propto \frac{G^2}{R^4}$$

En utilisant l'hypothèse que la puissance émise  $P_e$  est constante,  $G$  devient proportionnel à  $R^2$ .

En remplaçant  $R$  par la cosécante de  $\theta$  et en considérant  $H$  comme une constante, on obtient que le gain est proportionnel à la cosécante carrée  $\theta$  pour que la puissance soit constante ( $G \propto \text{csc}^2(\theta)$ ).

### III.7.2 Formulation du problème

Pour l'antenne à faisceau en cosécante carrée, le gain en fonction de l'angle d'élévation est donné par [123] :

$$G(\theta) = G(\theta_o) \left( \frac{\text{csc}(\theta)}{\text{csc}(\theta_o)} \right)^2, \quad \theta_o < \theta < \theta_m \quad (\text{III.10})$$

où  $G(\theta)$  est le gain dans la direction de l'angle d'élévation  $\theta$ .  $\theta_o$  et  $\theta_m$  sont les limites angulaires où le lobe va prendre la forme cosécante. De  $\theta=0^\circ$  à  $\theta= \theta_o$ , le diagramme de rayonnement va prendre sa forme ordinaire et de même pour la région de  $\theta= \theta_m$  à  $\theta= 180^\circ$ . Idéalement, l'angle  $\theta_o$  doit valoir  $90^\circ$ , mais il peut prendre des valeurs inférieures [120].

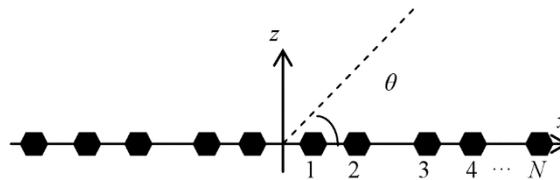
On suppose qu'on a un réseau linéaire de  $2N$  éléments, placés le long de l'axe  $x$ , comme dans la figure III.9. Ce réseau est symétrique par rapport à son centre.

## CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

Mathématiquement, en supposant que les éléments sont isotropes, le facteur de réseau ( $AF$ ), peut s'exprimer comme :

$$AF(\theta) = 2 \sum_{n=1}^N a_n \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x_n \sin \theta + \varphi_n\right) \quad (\text{III.11})$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde,  $\theta$  est l'angle mesuré de l'axe du réseau,  $a_n$  et  $\varphi_n$  représentent, respectivement, les poids d'amplitude et de phase du  $n^{\text{ième}}$  élément de chaque côté du réseau et  $x_n$  est la position du  $n^{\text{ième}}$  élément dans le réseau.



**Figure III. 9 : Configuration d'un réseau linéaire de  $2N$  sources isotropes distribuées le long de l'axe  $x$ .**

### III.7.3 Synthèse à partir d'un gabarit désiré

Dans notre étude, les caractéristiques du réseau sont contrôlées par la variation de l'amplitude et la phase de chaque élément du réseau, pendant la synthèse. Pour éviter l'effet de couplage mutuel, une distance inter-éléments est fixée à  $0.5\lambda$ .

Pour générer le diagramme désiré, dans la région cosécante et dans les régions prédéterminées des lobes secondaires, on doit utiliser une fonction de coût remplissant ces conditions. Cette fonction est donnée par [124] comme suit :

$$CF_1 = w_1 \sum_{\theta=0^\circ}^{180^\circ} [AF(\theta) - S_{\max}(\theta)] \left[ \frac{1 + \text{sgn}(AF(\theta) - S_{\max}(\theta))}{2} \right] + w_2 \sum_{\theta=0^\circ}^{180^\circ} [S_{\min}(\theta) - AF(\theta)] \left[ \frac{1 + \text{sgn}(S_{\min}(\theta) - AF(\theta))}{2} \right] \quad (\text{III.12})$$

où

$$S_{\min}(\theta) = \begin{cases} [\csc(\cos(\theta)) \cdot \csc(\cos(99))] / M_1, & 95.8^\circ \leq \theta \leq 120^\circ \\ 10^{-\frac{70}{20}}, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

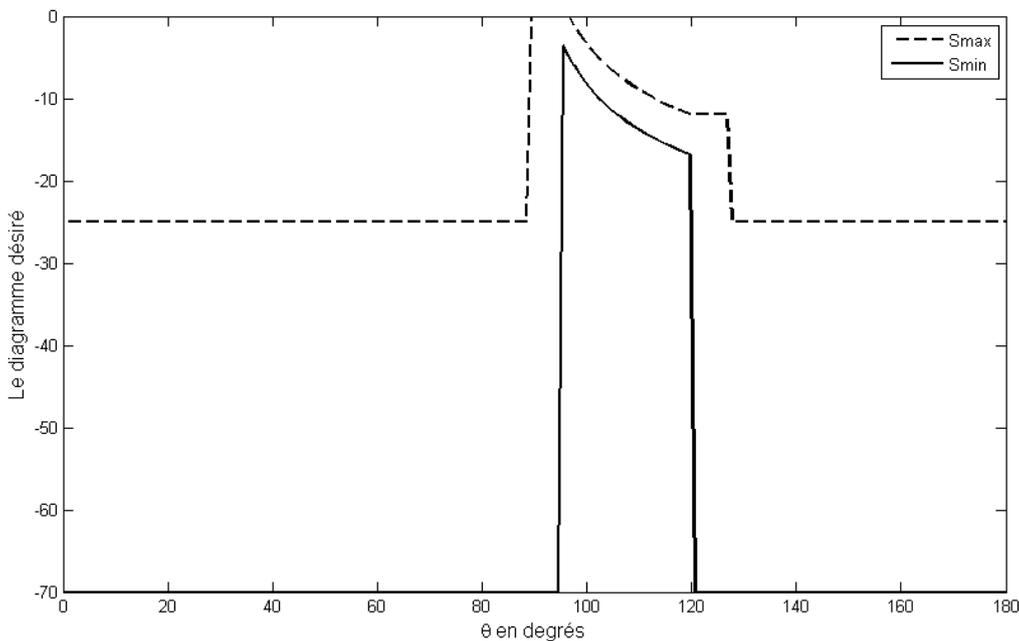
et  $M_1 = 1.122 [\csc(\cos(95.8)) \cdot \csc(\cos(99))]$

### CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

$$S_{\max}(\theta) = \begin{cases} 1 & , 90^\circ \leq \theta < 97^\circ \\ \text{csc}(\cos\theta) \cdot \text{csc}(\cos 99^\circ) / M_2 & , 97^\circ \leq \theta < 120^\circ \\ \text{csc}(\cos 120^\circ) \cdot \text{csc}(\cos 99^\circ) / M_2 & , 120^\circ \leq \theta < 127^\circ \\ 10^{-\frac{25}{20}} & , \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

et  $M_2 = \text{csc}(\cos(97^\circ)) \cdot \text{csc}(\cos(99^\circ))$ ,  $w_1$  et  $w_2$  sont les poids de pondération de la fonction de coût. Généralement, les deux poids sont égaux à 1 ( $w_1=w_2=1$ ).

Comme le montre la figure III.10,  $S_{\max}$  permet une tolérance de 1 dB (1.122 à l'échelle linéaire, comme obtenue à partir de l'expression de  $M_1$ ) avec  $S_{\min}$  variant entre  $95.8^\circ$  et  $120^\circ$ . Ici  $S_{\max}$  et  $S_{\min}$  représentent, respectivement, le maximum et le minimum dans la région cosécante. Le diagramme désiré doit être situé entre les deux limites du gabarit  $S_{\max}$  et  $S_{\min}$ . Pour atteindre cet objectif, nous utilisons notre méthode IWO modifiée. Le gabarit du diagramme en cosécante désiré est représenté par la figure III.10. Il présente un faisceau principal de  $37^\circ$  ( $S_{\max}$ ), une largeur minimale ( $S_{\min}$ ) de  $24^\circ$ , un domaine d'ondulation de 1 dB et un niveau de lobe secondaire inférieur à -25dB.



**Figure III. 10 : Gabarit du diagramme de rayonnement désiré.**

Dans cette partie, on propose une nouvelle méthode (IWO modifiée) pour la synthèse d'un réseau d'antennes linéaire pour générer un diagramme de rayonnement désiré en cosécante carrée avec un niveau de lobes secondaire très bas. Comme on l'a mentionné au début de ce chapitre, notre IWO modifié (MIWO) utilise le processus de mutation dans le

### CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

calcul de l'écart type  $SD_{iter}$ . Le diagramme de rayonnement est synthétisé en respectant un gabarit désiré du lobe principal de forme cosécante et des lobes secondaires avec un niveau bas de -25dB. Pour obtenir ce diagramme désiré, l'amplitude et la phase de chaque élément dans le réseau sont optimisées, pour un espacement inter-éléments fixé à une demi-longueur d'onde ( $0.5\lambda$ ). La synthèse du réseau d'antennes qui donne un diagramme désiré, en contrôlant l'amplitude et la phase, est un problème non linéaire. Pour montrer l'efficacité et la souplesse de la méthode proposée, un exemple de synthèse d'un réseau linéaire de 24 éléments est choisi et présenté.

Pendant l'optimisation, pour simplifier les calculs, nous avons fixé le nombre d'éléments  $N$  et la distance inter-élément ( $d=0.5\lambda$ ). Nous avons aussi supposé que le diagramme de rayonnement de chaque élément du réseau est isotrope ( $A_e=1$ ). Le paramètre à optimiser étant le vecteur de pondération (amplitude et phase), on fixe une plage de variation de  $\{-1,1\}$  pour l'amplitude et  $\{-\pi, \pi\}$  pour la phase. La dimension de notre problème devient donc  $2N$ .

Avant de lancer le programme IWO modifié, les paramètres suivants doivent être initialisés :

**Dim** : La dimension du problème :  $Dim = 2N = 24$ .

**POP<sub>ini</sub>** : Le nombre initial des plantes dans la colonie :  $POP_{ini} = 2Dim$ .

**POP<sub>max</sub>** : Le nombre maximal des plantes dans la colonie : lorsqu'il est atteint, le processus d'élimination compétitive doit être lancé et on pose alors  $POP_{max} = 2POP_{ini}$ .

**Seed<sub>max</sub>** : Le nombre maximal des graines générées par une plante :  $Seed_{max}=5$ .

**Seed<sub>min</sub>** : Le nombre minimal des graines générées par une plante :  $Seed_{min}=0$ , c.-à-d. que la mauvaise plante dans la colonie ne peut produire aucune graine.

**SD<sub>ini</sub>** : La valeur initiale de l'écart type :  $SD_{ini}=0.05$ .

**SD<sub>fnl</sub>** : La valeur finale de l'écart type :  $SD_{fnl}=10^{-7}$ .

**mod** : L'indice de l'écart type :  $mod=3$ .

**Iter<sub>max</sub>** : Le nombre maximum d'itérations (critère d'arrêt) :  $Iter_{max}=100$ .

**$P_m$**  : La probabilité de mutation de  $SD_{iter}$  : sa valeur initiale est  $P_o = 0.5$  puis elle diminue, itérativement, selon l'équation suivante :

$$P_m = 1 - P_o \left(1 - \frac{iter}{iter\_max}\right) \quad (III.15)$$

De même, les paramètres du réseau d'antennes seront fixés comme suit :

**2N** : Le nombre d'éléments dans le réseau :  $2N = 24$  éléments.

**d** : La distance inter-éléments :  $d=0.5\lambda$  (on suppose que le réseau est uniforme). Un bon choix de ce paramètre permet d'éviter l'apparition des lobes de périodicité et de réduire l'effet de couplage mutuel.

**A<sub>e</sub>** : Le diagramme de l'élément :  $A_e = 1$  (on suppose que l'antenne élément est isotrope).

Notons aussi que la géométrie du réseau d'antennes est supposée rectiligne (réseau linéaire), ce qui permet de réduire la dimension du problème à la moitié.

#### **III.7.4 Validation et présentation des résultats de simulation**

Afin d'évaluer la performance de notre méthode proposée (IWO modifiée) pour la synthèse d'un réseau linéaire, un exemple a été choisi et présenté. Le nombre d'éléments  $2N$  est fixé à 24 éléments. Tous les algorithmes ont été exécutés 50 fois. Les résultats que nous avons obtenus sont présentés et comparés à ceux obtenus par d'autres méthodes de la littérature telles que Tabu Search (TSA) [115], Differential Evolution (DE) [125] et Particle Swarm Optimization (PSO) [124]. La comparaison a prouvé l'efficacité de notre technique de synthèse.

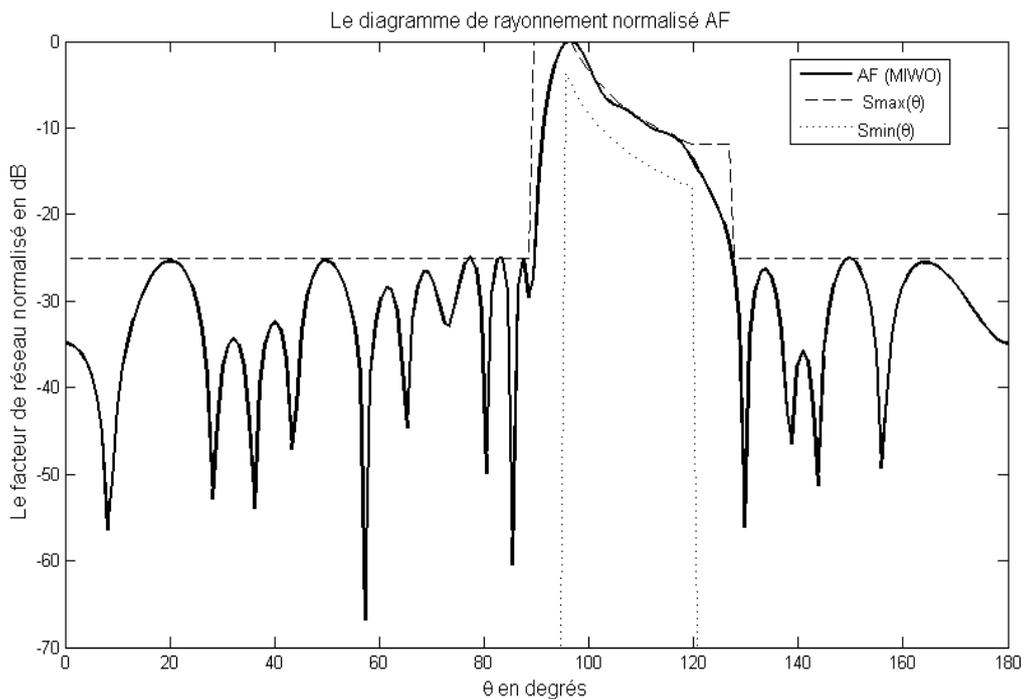
Initialement, la population prend une taille de  $4N$  puis elle augmente, itérativement, jusqu'à atteindre sa taille maximale qui est fixée au double de sa valeur initiale. Quant à l'écart type, il va diminuer, itérativement, de sa valeur  $SD_{ini}$  à sa valeur finale  $SD_{fin}$ , selon le processus de mutation.

Dans cet exemple, un diagramme en cosécante d'un réseau linéaire uniforme de  $2N = 24$  éléments est obtenu en agissant sur l'amplitude et la phase de chaque élément du réseau. L'espacement inter-éléments est égal à une demi-longueur d'onde de la fréquence de travail ( $0.5\lambda$ ). La figure III.11 présente le diagramme de rayonnement optimal avec un lobe principal de forme cosécante et un niveau de lobe secondaire inférieur à -25dB. Les excitations sont données dans le Tableau III.1. Au vu de ces résultats, on peut dire que la forme du diagramme de rayonnement obtenu est tout à fait conforme à nos exigences fixées par le gabarit désiré. Dans notre cas et comme dans la référence [124], une réduction de 20%

### CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

du nombre d'éléments rayonnants est obtenue en comparaison avec le même diagramme de rayonnement trouvé pour 30 éléments, en utilisant la méthode Tabu Search [115]. A cause de la symétrie proposée dans les paramètres du réseau à optimiser, la dimension du problème ( $N = 12$ ) sera réduite à la moitié. Pour le rapport DRR (Dynamic Range Ratio) des amplitudes, nous obtenons une valeur de 13.06 qui est largement acceptable en comparaison avec la valeur trouvée dans [125] ( $DRR = 171.65$ ) et celle trouvée dans [115] ( $DRR = 15.26$ ). La courbe donnée dans la figure III. 12 décrit l'évolution de l'écart type ( $SD_{iter}$ ), en fonction du nombre d'itérations, où plus de 32 mutations sont montrées. A Cause de la dégradation itérative de  $P_m$ , on peut voir que la majorité des mutations est localisée dans la première partie des itérations.

Les résultats de synthèse, obtenus pour un réseau de 24 éléments, sont présentés dans le tableau III.1. La figure III.13 montre l'évolution de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations. On peut constater que l'algorithme converge au bout de 142 itérations.

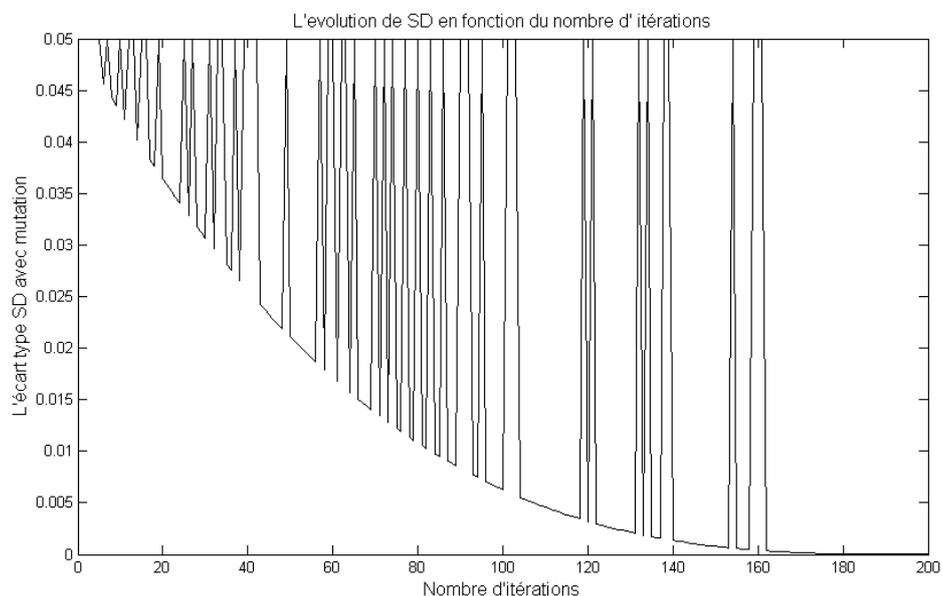


**Figure III. 11 : Facteur de réseau optimisé par MIWO pour 24 éléments (ligne solide) et gabarit désiré (ligne discontinue : ligne en pointillés pour  $S_{min}$  et ligne en tirets pour  $S_{max}$ ).**

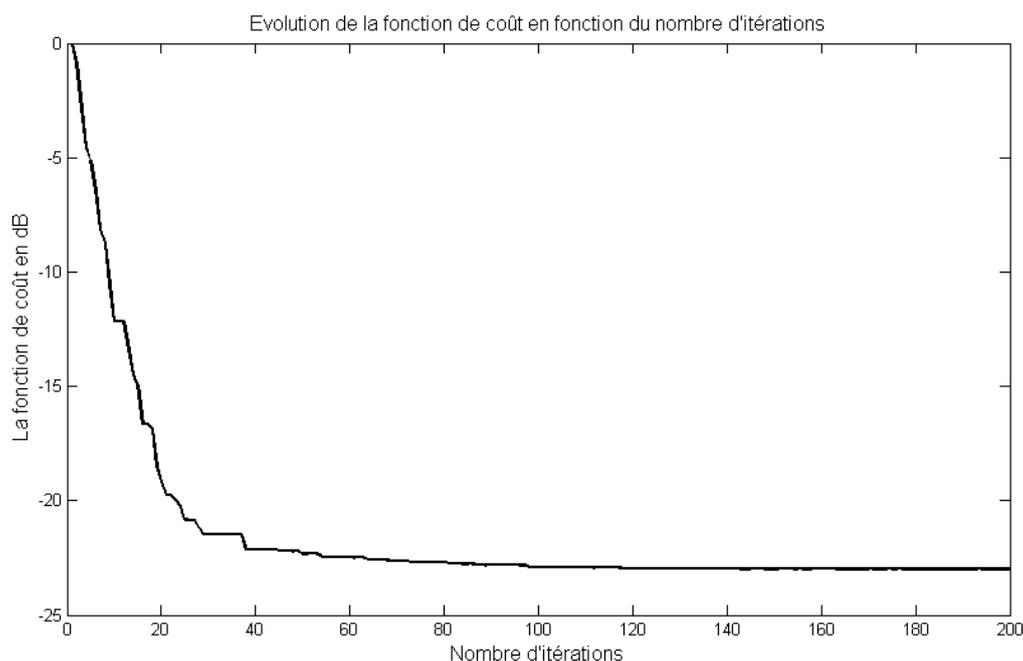
**CHAPITRE III** Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

**Tableau III.1 : Valeurs des alimentations complexes des sources (amplitude et phase) optimisées par MIWO, pour le diagramme de rayonnement de la figure III.11.**

Élément (N°)	Amplitude normalisée ( $a_n$ )	Phase en degré ( $\varphi_n$ )
1	0.9835	20.7204
2	0.8638	57.5860
3	0.5365	86.3196
4	0.3402	91.3742
5	0.3137	87.1511
6	0.2787	124.6700
7	0.2753	138.9213
8	0.2006	143.9706
9	0.1441	148.9622
10	0.1890	179.9825
11	0.0753	151.3751
12	0.1124	179.9522



**Figure III. 12 : Evolution de l'écart type SD, en fonction du nombre d'itérations, avec 32 mutations.**



**Figure III. 13 :** Evolution de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations.

### III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle méthode d'optimisation numérique efficace permettant de répondre aux différentes contraintes des réseaux d'antennes adaptatifs. Cette approche, retenue parmi tant d'autres, est l'optimisation par les mauvaises herbes (IWO) dont l'idée directrice est la simulation du comportement collectif des plantes, à l'intérieur d'une colonie, pour l'appliquer à la résolution des problèmes d'optimisation des réseaux d'antennes.

Une synthèse des réseaux antennes linéaires, à faisceaux de forme cosécante a été présentée. Cette synthèse consiste à déterminer la loi d'alimentation complexe où la distance inter-éléments a été fixée à  $0.5\lambda$ , ce qui permet d'obtenir un diagramme de rayonnement situé à l'intérieur des limites d'un gabarit désiré, imposé par l'utilisateur. Ce type de synthèse (en amplitude et phase) permet d'avoir un lobe principal, en forme cosécante, avec des niveaux de lobes secondaires très bas. Cette technique s'est montrée très fiable lorsqu'elle est appliquée aux réseaux d'antennes adaptatifs, où l'on peut réaliser des fonctions très particulières telles que le balayage électronique, l'intercalation des zéros et la maximisation du rapport *SINR* (Signal to Interference plus Noise Ratio).

---

## CHAPITRE III Méthode de synthèse d'un réseau d'antennes basée sur la technique des mauvaises herbes

Les résultats obtenus par notre méthode (MIWO) ont montré la possibilité de la synthèse des réseaux d'antennes à faisceau, en forme de cosécante, avec un niveau de lobes secondaires inférieur à -25 dB. Pour valider la technique proposée et évaluer ses performances, nous avons comparé nos résultats à ceux de deux autres méthodes trouvées dans la littérature. A cause des bons résultats obtenus et de la robustesse de la méthode proposée, on propose, dans les deux chapitres suivants, deux autres types de synthèse, en agissant sur la distance inter-éléments et la loi d'alimentation complexe.

# **Synthèse d'un réseau d'antennes non uniforme par MIWO**

# IV

## Synthèse d'un réseau d'antennes non uniforme par MIWO

### IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons choisi la méthode d'optimisation à partir d'une synthèse non-linéaire, d'un réseau d'antennes à diagramme de rayonnement de forme cosécante. La synthèse a été effectuée en agissant sur les poids d'alimentation (amplitude et phase) d'un réseau d'antennes linéaire.

Dans ce chapitre, nous allons procéder à la synthèse d'un réseau d'antennes linéaire non-uniforme, qui est plus compliquée que la synthèse non-linéaire présentée dans le premier chapitre. La difficulté provient du fait que le paramètre à optimiser (distances inter-éléments) se trouve sous le cosinus ; ce qui fait de cette optimisation un problème non-linéaire.

Nous présenterons plusieurs cas de synthèse du réseau d'antennes non-uniforme, essentiellement le cas du diagramme de rayonnement avec des niveaux de lobes secondaires (NLS) très bas, un lobe principal étroit ou similaire à celui du réseau uniforme (réseau référentiel) et des zéros orientés vers les directions des interférences. Afin de vérifier l'efficacité et la robustesse de notre outil d'optimisation, nos résultats seront comparés à ceux obtenus par d'autres méthodes alternatives telles que les fourmis artificielles (ACO) [126], l'essaim de particules (PSO) [127] et l'essaim de particules avec mémoire (Comprehensive Learning PSO : CLPSO) [128].

### IV.2 Les réseaux d'antennes non uniformes

Les réseaux d'antennes périodiques sont des configurations de réseaux d'antennes avec un espacement inter-éléments uniforme. Le réseau périodique représente la discrétisation d'une ligne de sources continues à des positions distribuées, périodiquement, dans l'espace. Ce réseau périodique prélève les ondes incidentes, à des emplacements spécifiques, produisant

des diagrammes de rayonnement régis par le critère d'échantillonnage de Nyquist [129]. A la lumière de ce critère, la périodicité présente des limitations sur l'implémentation des réseaux périodiques. Par exemple, les diagrammes de rayonnement des réseaux périodiques, avec des espacements inter-éléments supérieurs à  $0.5\lambda$ , échantillonnent l'onde incidente avec un taux plus grand que celui du critère de Nyquist ; ce qui se traduit par l'apparition de l'effet de visibilité (*aliasing*) [130]. Ce problème réduit l'efficacité du lobe principal et le balaye dans la région visible à cause de l'introduction des lobes de périodicité (des lobes principaux à des emplacements angulaires non désirés). On peut toujours éviter ces lobes de périodicité (*grating lobes*), qui vont rester en dehors de la région visible, grâce à un choix approprié de l'espacement inter éléments ( $d \leq \lambda$ ). Il est à noter que la corrélation entre les éléments du réseau diminue avec l'augmentation de l'espacement. Cependant, l'implémentation des réseaux périodiques n'est pas toujours facile à réaliser à cause de son coût élevé et des contraintes physiques comme le nombre très élevé des éléments du réseau. L'utilisation des réseaux aperiodiques (non-uniformes) peut surmonter ces limitations et augmenter la flexibilité du système [131].

Généralement, un réseau aperiodique est produit, à partir d'un réseau périodique de  $N$  éléments, de deux manières (Fig. IV.1) :

1. L'espacement non-uniforme : Qui consiste à décaler les positions des éléments du réseau périodique initial, pour produire des espacements aperiodiques.
2. L'éclaircissement (*Thinning*) : Qui consiste à désactiver quelques éléments dans un réseau périodique.

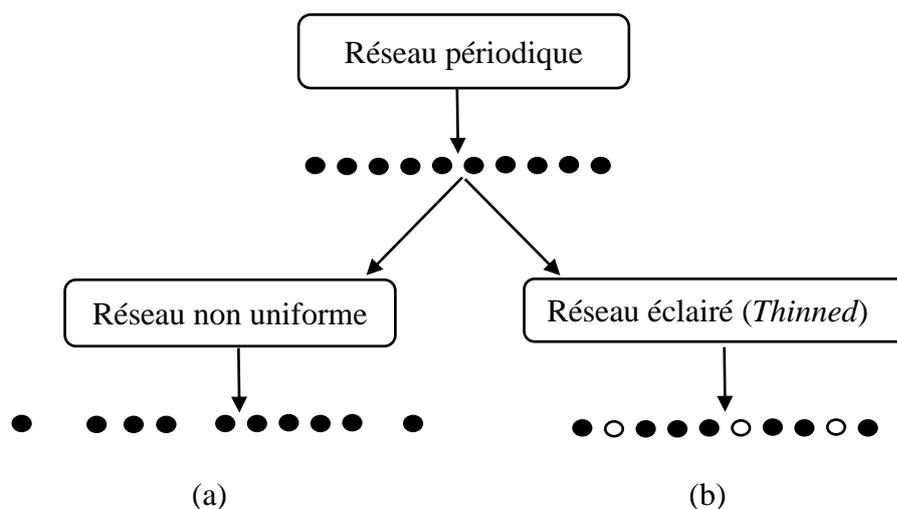


Figure IV. 1 : Les deux méthodes utilisées pour créer un réseau d'antennes aperiodique. (a) : Décalage des positions. (b) : Désactivation des éléments (2, 6 et 9).

Le décalage des positions des éléments dans un réseau périodique va produire un réseau non-uniforme. Même si le nombre d'éléments du réseau ne change pas, par rapport au réseau uniforme, le réseau aperiodique apporte des améliorations aux caractéristiques de rayonnement comme, par exemple, la suppression des lobes secondaires et la diminution des largeurs de bande du lobe principal. Ce type de réseau offre, également, d'autres avantages pratiques tels que la réduction de la taille, du poids et du nombre d'éléments. Ceci permet une meilleure flexibilité à des coûts plus faibles [132].

Beaucoup d'autres techniques numériques (telles que les algorithmes génétiques (GA) [133-135], le recuit simulé [136], l'évolution différentielle (DE) [137], le chat artificiel (CSO) [93] et l'optimisation par l'essaim de particules (PSO) [138-139]) et analytiques (telles que Composite Taylor-Exponent (CTE) [140] et la transformée de Fourier rapide (FFT) [141]) ont été utilisées pour résoudre le problème des géométries du réseau.

Dans les réseaux d'antennes par éclairage, l'objectif principal est l'élimination d'un sous-ensemble d'éléments actifs dans le réseau, afin d'obtenir les mêmes caractéristiques de rayonnement que celles du réseau complet mais avec un nombre d'éléments réduit. Cette propriété est nécessaire dans certaines applications, telles que les communications par satellite et radar, qui demandent un réseau d'antennes très directif avec un gain acceptable. Puisque la largeur du lobe principal est proportionnelle à la dimension de l'ouverture du réseau (pour une longueur constante du réseau), les éléments désactivés vont donc augmenter le gain du réseau tout en gardant la largeur du lobe principal relativement inchangée. De même que pour le décalage des positions, la conception des réseaux aperiodiques par éléments éclairés est généralement accomplie soit par des méthodes statistiques [142-143] ou des méthodes d'optimisation (telles que les algorithmes génétiques [144-145], le recuit Simulé [146], (PSO) [147], les fourmis artificielles (ACO) [148] et la méthode de recherche par motifs (*pattern search*) [149]).

Pour produire un réseau aperiodique avec des caractéristiques privilégiées, nous avons implémenté notre méthode des mauvaises herbes modifiée (MIWO), selon l'organigramme de la figure IV.2. La méthode MIWO est utilisée pour concevoir les espacements inter-éléments des réseaux aperiodiques permettant d'insérer des zéros dans les directions des interférences, tout en minimisant le niveau des lobes secondaires (SLL) et en gardant la même largeur de lobe que celle d'un réseau uniforme.

Dans un premier temps, cet algorithme sera utilisé pour la synthèse du réseau apériodique afin d'obtenir un niveau de lobes secondaires minimal et un lobe principal à bande plus étroite que celle du réseau uniforme correspondant. Ensuite, MIWO sera utilisé pour orienter les zéros vers les directions des interférences en agissant, toujours, sur l'espacement inter-éléments. Dans tous les cas, afin d'évaluer les performances de notre méthode, les résultats obtenus sont comparés à des résultats obtenus avec d'autres méthodes de la littérature.

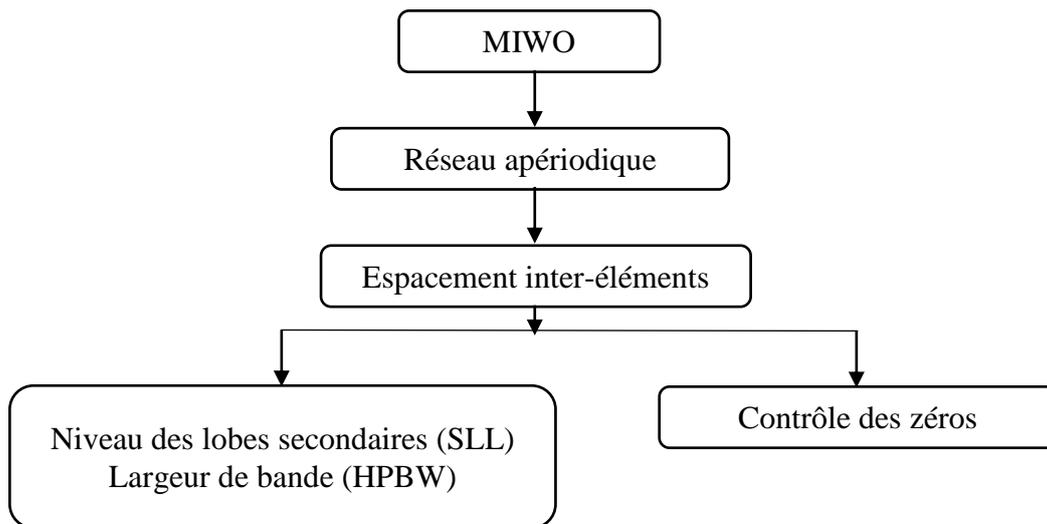


Figure IV. 2 : Organigramme d'implémentation de la méthode MIWO pour la synthèse du réseau apériodique.

### IV.3 Formulation du problème

Considérons un réseau d'antennes linéaire de  $2N$  éléments rayonnants identiques, placés le long de l'axe  $x$ , comme dans la figure IV.1. En supposant que ce réseau est symétrique par rapport à son centre, le facteur de réseau ( $AF$ ) est donné par :

$$AF(\theta) = 2 \sum_{n=1}^N I_n \cos(k(n-0.5)d_n(\cos\theta - \cos\theta_0)) \tag{IV.1}$$

Où  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  est la longueur d'onde,  $\theta$  est l'angle mesuré de l'axe du réseau et  $\theta_0$  est l'angle scanné.  $I_n$  représente le courant d'excitation (amplitude et phase) du  $n^{\text{ième}}$  élément de chaque côté du réseau et  $d_n$  est la distance inter-éléments entre le  $(n+1)^{\text{ième}}$  et le  $n^{\text{ième}}$  élément dans le réseau.

Les éléments du réseau linéaire sont alimentés avec des courants de même amplitude et de même phase ( $I_n=1, \varphi_n=0$ ). Suivant le principe des antennes à balayage électronique, le

faisceau principal s'incline du côté où les phases sont retardées. Dans notre cas, les sources sont excitées avec un gradient de phase nul ; il en résulte un diagramme de rayonnement dont le lobe principal est orienté perpendiculairement à l'alignement du réseau (ou au plan qui contient les éléments rayonnants). Ce type de réseau d'antennes est appelé réseau à rayonnement transversal ( $\theta_0 = 90^\circ$ ). L'expression du facteur  $AF$  est alors donnée par :

$$AF(\theta) = 2 \sum_{n=1}^N \cos(k(n-0.5)d_n \cos \theta) \tag{IV.2}$$

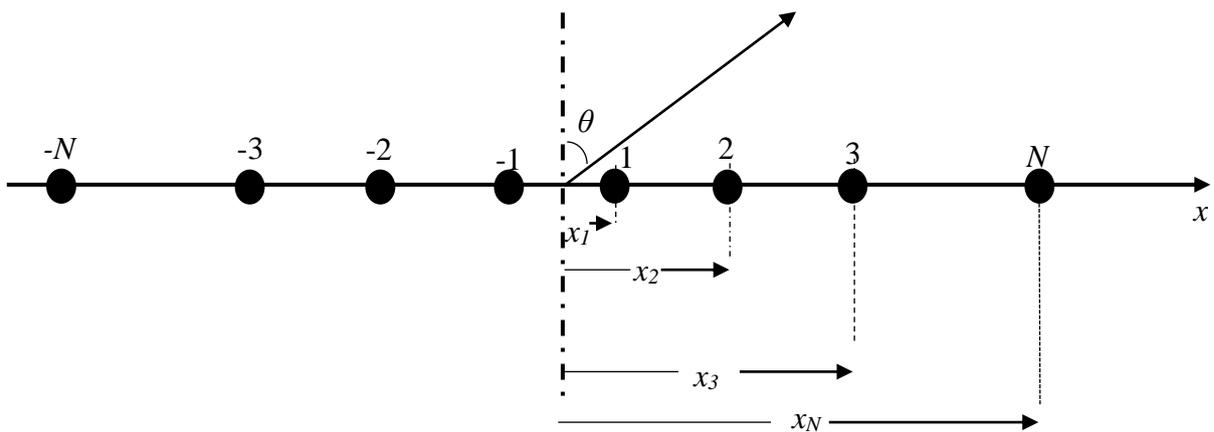


Figure IV. 3 : Géométrie d'un réseau d'antennes linéaire de  $2N$  éléments isotropes, placés le long de l'axe  $x$ .

Dans cette étude, en variant la distance inter-élément  $d_n$ , les caractéristiques du réseau d'antennes (diagramme de rayonnement) seront contrôlées durant le processus de synthèse. Quand la distance inter-éléments est réduite, le couplage mutuel affecte fortement les différentes caractéristiques de rayonnement. Le choix d'une distance inter-éléments supérieure à  $0.25\lambda$  permet d'éviter ce problème.

L'équation (IV.2) est utilisée pour calculer les positions optimales  $x_n$  des éléments du réseau qui permettent de minimiser le niveau des lobes secondaire SLL, en tentant de maintenir la largeur à mi-puissance, du lobe principal, égale (ou inférieure) à celle du réseau uniforme. La fonction de coût qui remplit ces critères est donnée par [128] :

$$CF1(X) = \max_{\nu \in S} \{AF_{dB}^X(\nu)\} + \Xi \cdot \max\{0, |BW_c - BW_d| - 1\} \tag{IV.3}$$

Où  $x$  est le vecteur de position des éléments,  $S$  est l'espace scanné par l'angle  $\nu$  en excluant le lobe principal,  $BW_c$  et  $BW_d$  dénotent respectivement les largeurs de bande calculée et désirée et  $\Xi$  est un nombre très grand, fixé ici à  $10^6$ .

La relation entre l'espacement  $d_n$  et la position du  $n^{ième}$  élément  $x_n$  est donnée par :

$$x_n = \frac{d_1}{2} + \sum_{i=2}^n d_i \quad (IV.4)$$

Dans la référence [127], les zéros sont orientés vers des directions spécifiques. L'expression de la fonction de coût va prendre la forme suivante :

$$CF2(X) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\Delta v_m} \int_{v_{lm}}^{v_{um}} |AF^v(X)|^2 dv + \sum_{k=1}^K |AF^x(v_k)|^2 \quad (IV.5)$$

où  $K$  est le nombre des zéros de chaque côté du diagramme de rayonnement,  $v_k$  est la direction du  $k^{i\text{ème}}$  zéro,  $\Delta v_m$  est la largeur de la  $m^{i\text{ème}}$  région des lobes secondaires minimisés,  $M$  est le nombre des régions des lobes secondaires minimisés et  $\Delta v_m = v_{um} - v_{lm}$ . Les valeurs de  $v_{lm}$  et  $v_{um}$  représentent, respectivement, les limites maximale et minimale des régions des lobes secondaires à minimiser.

#### IV.4 Les paramètres de la méthode des mauvaises herbes

Dans la colonie des mauvaises herbes, chaque plante pouvant représenter une solution potentielle, dans l'espace de recherche, est définie par  $P_i = [d_1, d_2, \dots, d_N]$ . Le nombre initial de ces plantes ( $pop\_ini$ ) est lié à la dimension ( $N$ ) du problème (dans notre cas,  $pop\_ini = 4*N$ ). Après reproduction, la colonie va atteindre sa taille maximale ( $pop\_max$ ), dont la valeur est fixée au double de la taille initiale de la colonie ( $pop\_max = 2* pop\_ini$ ). Suivant l'évaluation de chaque plante, un nombre de graines sera produit (avec comme valeur maximale  $Ms = 5$  et minimale  $ms = 0$ ).

La nouvelle plante produite est écartée, par rapport à sa mère, d'une distance déterminée en fonction de l'écart type  $SD$  de l'itération correspondante  $SD\_iter$ . Cet écart type est diminué, itérativement, de sa valeur initiale ( $SD\_ini$ ) à sa valeur finale ( $SD\_fnl$ ). Ces deux valeurs sont données par 0.05 et  $10^{-7}$ , pour le premier cas, et 0.01 et  $10^{-5}$  pour le deuxième cas. Le nombre d'itérations est fixé à 1000 et 2000, respectivement pour le premier et le deuxième cas. L'indice de modulation  $mod$  est pris égal à 3, comme dans la majorité des cas [150].

Dans notre algorithme MIWO, la probabilité  $p_m$  est diminuée, itérativement, de sa valeur initiale  $P_o$ , fixée à 0.8. Elle est calculée par :

$$P_{m\_iter} = 1 - P_0 \left( 1 - \frac{iter}{nbr\_iter} \right) \quad (IV.6)$$

où  $p_{m\_iter}$  est la probabilité de mutation à l'itération  $iter$ . Le but de la diminution de  $P_m$ , itérativement, est de réduire l'écart type ( $SD$ ) à sa valeur minimale lorsque la fonction de coût est proche de sa valeur optimale.

### IV.5 Validation de la méthode de formation de faisceau : application à la synthèse des réseaux directifs

Notre nouvelle version (MIWO), de l'algorithme des mauvaises herbes (IWO), est utilisée pour la conception d'un réseau d'antennes linéaire non-uniforme afin d'améliorer les caractéristiques du diagramme de rayonnement, comme la réduction du niveau des lobes secondaires SLL et l'orientation des zéros. Toutes les étapes de notre algorithme (MIWO) sont identiques à celles de l'algorithme IWO standard, à l'exception du processus de reproduction qui est basé sur une nouvelle technique de dispersion, utilisant un processus de mutation. Pour chaque itération, un nombre aléatoire est généré puis comparé à une valeur fixe appelée probabilité de mutation ( $P_m$ ). Si le nombre généré est plus grand que  $P_m$ , l'algorithme remplace la valeur de  $SD$  calculée, à une itération, par sa valeur initiale. Ce processus de mutation permet une large dispersion des graines autour de la plante mère par rapport à celle trouvée dans le processus de la version classique d'IWO, ce qui permet d'éviter les problèmes des minimums locaux.

Dans tous les cas, on suppose que le réseau linéaire aperiodique (à  $2N$  éléments rayonnants et avec une excitation uniforme (amplitude = 1 et phase = 0)) est symétrique par rapport à son centre. La synthèse consiste donc en la recherche de vecteurs d'espacements inter-éléments qui permettent d'approcher, au mieux, le diagramme désiré. Les antennes utilisées ont des diagrammes élémentaires similaires à ceux des antennes isotropes et sont toutes pondérées par 1.

Tant que MIWO agit simultanément sur les espacements inter-éléments, les positions correspondantes seront calculées en utilisant l'équation (IV.4). Afin d'évaluer les performances de notre méthode (MIWO), proposée pour la synthèse du réseau linéaire non-uniforme, cinq exemples de conception sont choisis et simulés. Chaque exemple est caractérisé par un nombre d'éléments ( $2N$ ) différent et des contraintes (concernant la largeur de bande du lobe principal) différentes. Pour prouver l'efficacité de l'algorithme proposé, les résultats obtenus sont comparés à ceux obtenus avec d'autres algorithmes d'optimisation tels que PSO, ACO, CLPSO et IWO standard.

Tous les algorithmes sont exécutés 20 fois. Les meilleurs résultats sont présentés sous forme d'espacements inter-éléments, en fonction de la longueur d'onde  $\lambda$ . Ils sont ensuite comparés aux résultats des autres techniques citées précédemment, dans les tableaux et les figures présentés dans la suite de ce chapitre. La comparaison concerne des conceptions de réseaux linéaires aperiodiques, avec un nombre d'éléments  $2N = 10, 26, 28,$  et  $32$ . Cette comparaison a prouvé la supériorité de notre algorithme, surtout en termes de vitesse de convergence et de qualité des solutions, pour la plupart des exemples.

### IV.5.1 Synthèse d'un réseau à 10 éléments

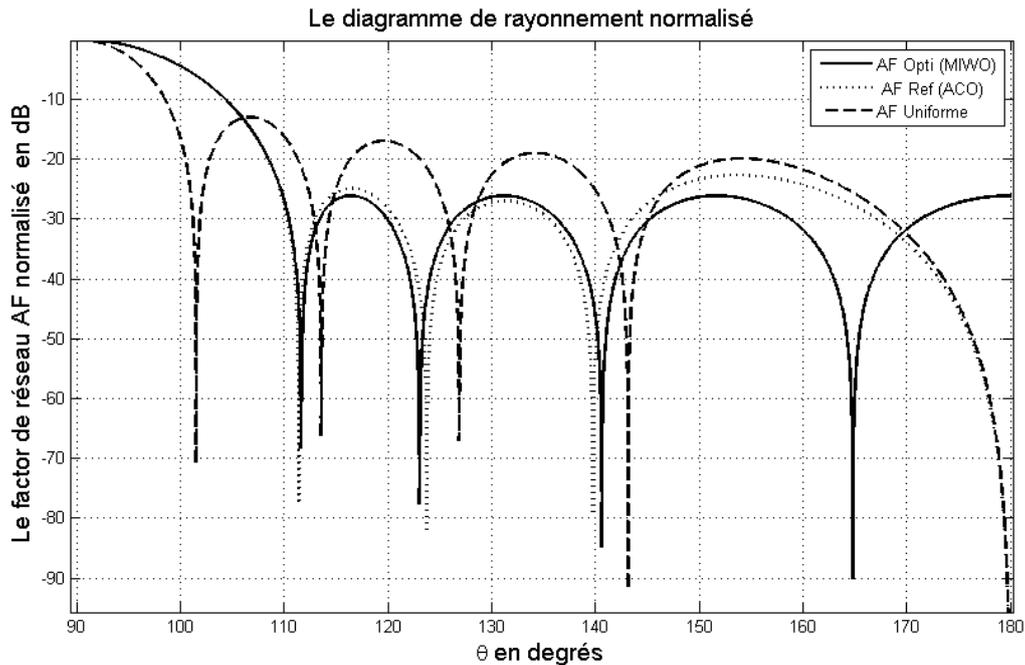
#### IV.5.1.1 Conception sans contraintes

Le premier exemple concerne la conception d'un réseau aperiodique à 10 éléments sans contraintes, sur une largeur à mi-puissance. L'objectif est de trouver un diagramme de rayonnement avec un niveau SLL très bas. Les résultats obtenus par MIWO sont comparés aux résultats de l'algorithme ACO [126] et à ceux du réseau uniforme (pris comme référence). Toutes les excitations sont prises égales à 1 et  $0^\circ$ , respectivement pour l'amplitude et la phase. L'application de l'algorithme MIWO a permis, après 1000 itérations, la synthèse du diagramme de rayonnement désiré avec un niveau de lobes secondaires de  $-26.11\text{dB}$  (cette valeur est de  $-22.66\text{ dB}$  pour l'algorithme ACO). Les résultats de synthèse sont présentés dans le tableau IV.1. On constate que le réseau respecte la taille imposée par la méthode ACO, dont la réduction de taille est proche de 31% par rapport au réseau uniforme.

**Tableau IV. 1 : Valeurs des positions optimisées du réseau linéaire de 10 éléments sans contraintes, obtenues par deux approches, en fonction de  $\lambda$ .**

<b>Uniforme</b>	0.2500	0.7500	1.2500	1.7500	2.2500
<b>ACO</b>	0.1500	0.3500	0.7500	0.9500	1.5500
<b>MIWO</b>	<b>0.1963</b>	<b>0.2923</b>	<b>0.7887</b>	<b>0.9194</b>	<b>1.5573</b>

Les diagrammes de rayonnement, obtenus par ces deux approches de synthèse, sont illustrés sur la figure IV.4. Le diagramme de rayonnement d'un réseau uniforme de 10 éléments rayonnants est également présenté sur la même figure ; son niveau de lobes secondaires est de  $-12.95\text{ dB}$ , mais avec une ouverture à mi-puissance plus étroite, par rapport aux deux autres diagrammes.



**Figure IV. 4 : Diagramme de rayonnement d'un réseau aperiodique de 10 éléments, obtenu sans contraintes sur une largeur à mi- puissance par MIWO (ligne solide), ACO (ligne en pointillés) et réseau uniforme (ligne en tirets).**

La figure IV.5 montre l'évolution de la valeur de l'écart type (SD) au cours des itérations. Cette courbe montre 102 mutations pendant le processus d'optimisation.

L'évolution de la fonction de coût est présentée dans la figure IV.6. Cette évolution est intéressante car elle montre la vitesse de convergence de l'algorithme. Cette vitesse dépend de plusieurs paramètres tels que la valeur initiale de l'écart type *SD* et son évolution d'une itération à une autre. Ce dernier doit être choisi avec soin car une valeur impropre est responsable d'une divergence et introduit un problème de minimum local. Pour éviter ce problème, on a utilisé la mutation dans le processus de calcul de ce paramètre clef.

On constate que l'algorithme MIWO n'a eu besoin que de 110 itérations pour converger et atteindre la solution du problème.

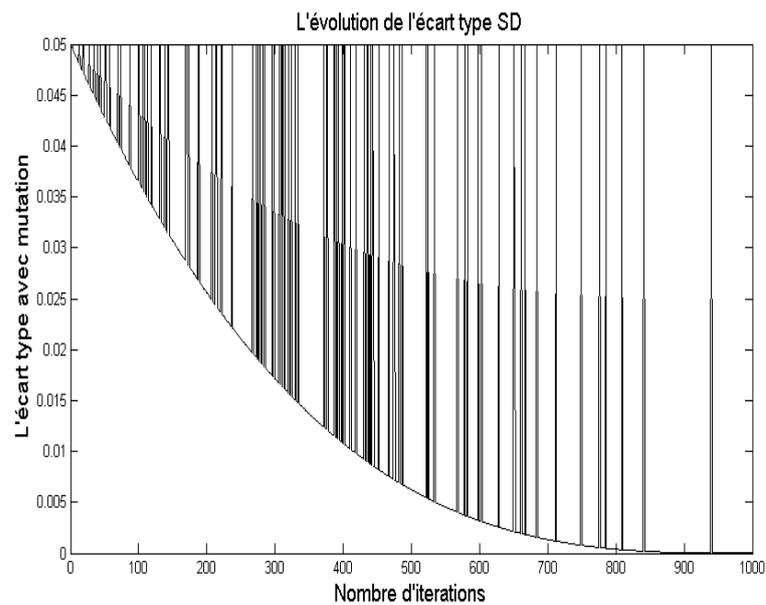


Figure IV. 5 : Evolution de l'écart type SD (102 mutations), en fonction du nombre d'itérations.

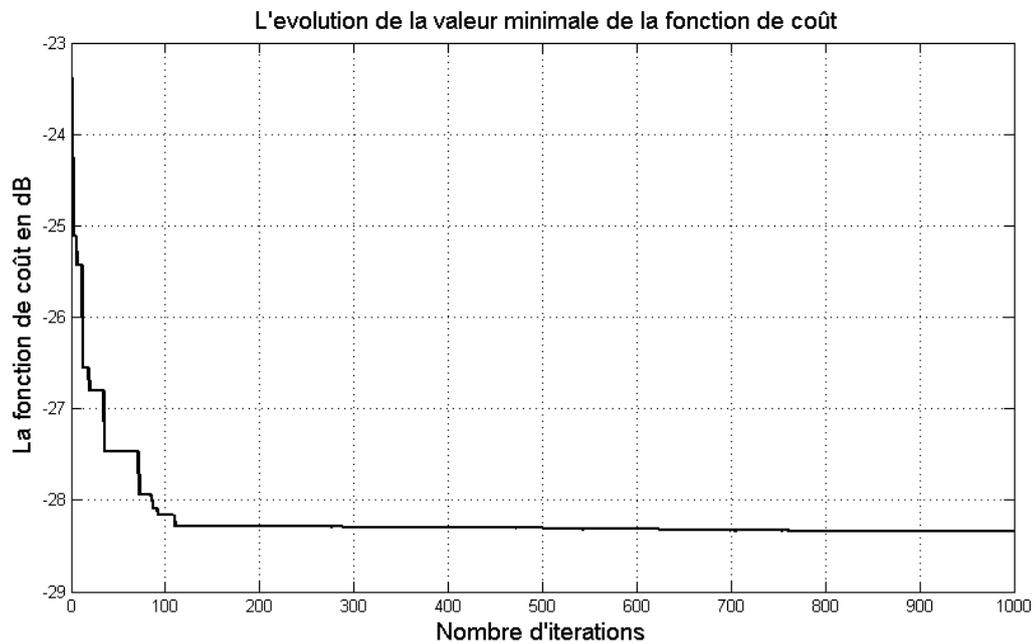


Figure IV. 6 : Evolution de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations, associé à l'exemple  $2N = 10$  éléments (sans contraintes).

#### IV.5.1.2 Conception avec contraintes

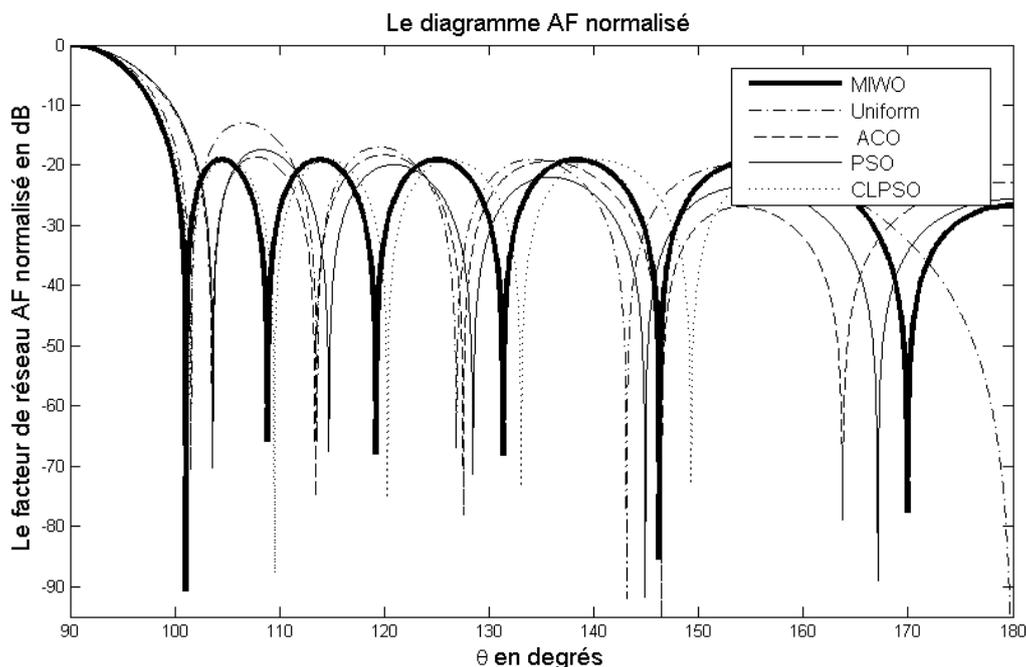
Dans cet exemple, le réseau d'antennes a périodique a le même nombre d'éléments rayonnants ( $2N=10$ ). Mais l'objectif de cet exemple est de trouver un diagramme de

rayonnement avec un niveau SLL très bas en tentant de garder la même largeur à mi puissance que celle du réseau uniforme associé. Pour atteindre à cet objectif, la fonction de coût de l'équation IV.3 doit être utilisée.

Les résultats obtenus par MIWO sont donnés dans le tableau IV.2 qui montre aussi les résultats fournis par les autres méthodes de synthèse de la littérature, afin de pouvoir comparer et évaluer les performances de notre algorithme. Les diagrammes de rayonnement associés aux résultats du tableau IV.2 sont montrés dans la figure IV.7.

**Tableau IV. 2 : Positions optimisées du réseau linéaire de 10 éléments, obtenus par plusieurs approches, en fonction de  $\lambda$ .**

<b>Uniforme</b>	0.2500	0.7500	1.2500	1.7500	2.2500
<b>ACO</b>	0.2500	0.5500	1.0500	1.5500	2.1500
<b>PSO</b>	0.2515	0.5550	1.0650	1.5000	2.1100
<b>CLPSO</b>	0.2515	0.7110	1.2080	1.8350	2.5585
<b>MIWO</b>	<b>0.2290</b>	<b>0.7352</b>	<b>1.2490</b>	<b>1.8973</b>	<b>2.6450</b>



**Figure IV. 7 : Diagramme de rayonnement d'un réseau apériodique de 10 éléments, obtenu par MIWO (ligne solide), ACO (ligne en tirets), PSO (ligne solide fine), CLPSO (en pointillés) et réseau uniforme (en tirets pointillés).**

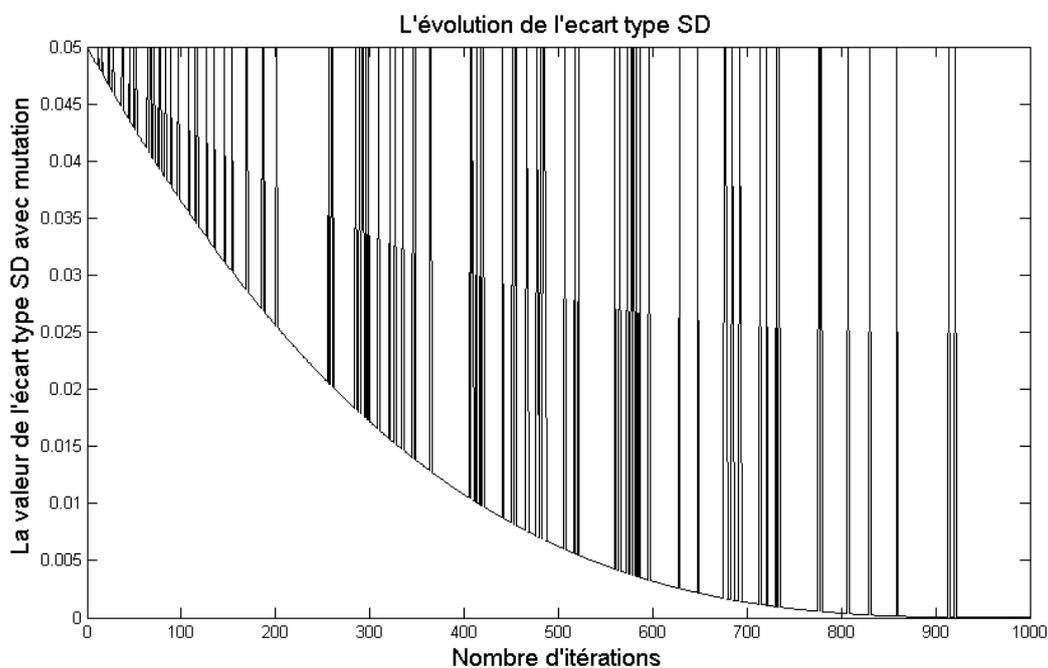
La figure IV.7 permet de constater que les résultats trouvés par MIWO sont les meilleurs, en comparaison avec ceux trouvés par ACO [126], PSO [127] et CLPSO [128]. Les

## CHAPITRE IV Synthèse d'un réseau d'antennes non uniforme par MIWO

différentes caractéristiques de rayonnement, qui montrent cette supériorité, sont données dans le tableau IV.3. On voit que le niveau du lobe secondaire atteint par notre approche MIWO est de -19.06 dB, alors qu'il est de -17.4 dB pour PSO et -18.27 dB pour ACO. On note aussi que la largeur à mi puissance associée est la plus étroite.

L'évolution de l'écart type (avec 92 mutations), en fonction de nombre d'itérations, pour l'exemple de 10 éléments avec contraintes, est montrée dans la figure IV.8.

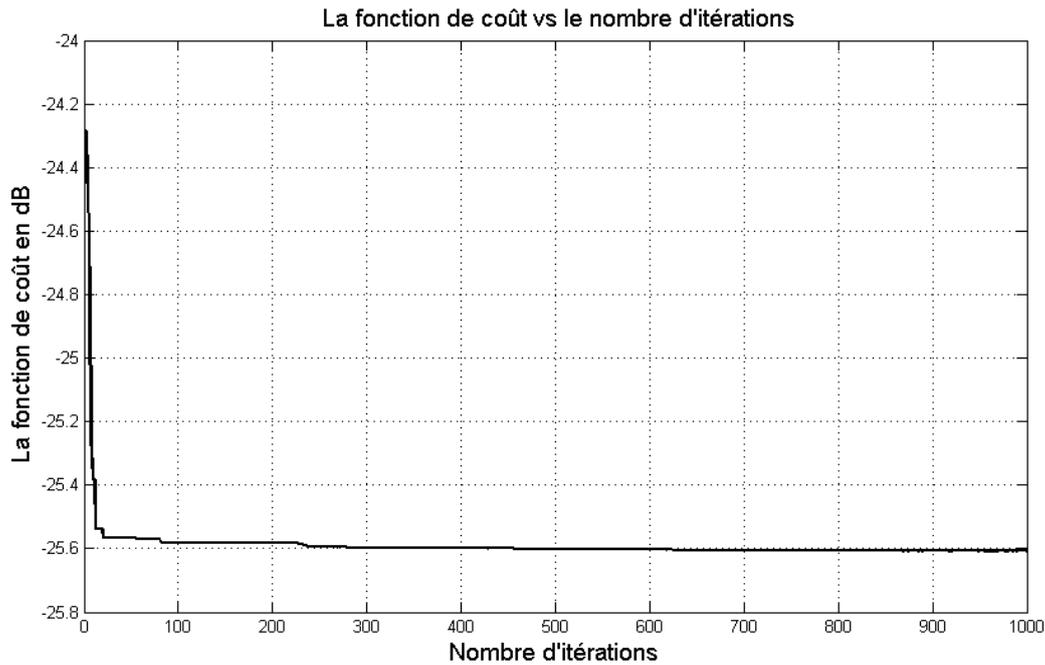
Au diagramme de rayonnement obtenu par MIWO, on associe l'évolution de la fonction fitness au cours des itérations (Fig. IV.9). On peut constater que la convergence de cette fonction est rapidement obtenue (seulement au bout de 100 itérations). Cette convergence est assurée en ajustant la valeur de  $SD$  à chaque itération.



*Figure IV. 8 : Evolution de l'écart type SD (avec 92 mutations), en fonction du nombre d'itérations, pour l'exemple de 10 éléments avec contraintes.*

*Tableau IV. 3 : Quelques propriétés du diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire à 10 éléments associées à la figure IV. 7.*

Diagramme	uniforme	PSO	ACO	CLPSO	MIWO
SLL (dB)	-12.96	-17.40	-18.27	-19.04	<b>-19.06</b>
FNBW(°)	23.08	27.25	27.04	22.93	<b>22.14</b>
HPBW(°)	10.19	11.48	11.30	9.53	<b>9.22</b>



*Figure IV. 9 : Evolution de la fonction de coût, en fonction du nombre d'itérations, pour l'exemple de 10 éléments avec contraintes.*

### IV.5.2 Synthèse d'un réseau à 26 éléments

Pour évaluer l'efficacité du processus de mutation sur la vitesse de convergence et sur la qualité des résultats obtenus, notre méthode IWO modifiée est comparée avec la version classique de la méthode IWO [151], à travers un exemple de synthèse d'un réseau de 26 éléments. L'objectif de cet exemple de synthèse est d'aboutir à un diagramme de rayonnement avec deux zéros dans les directions des deux lobes secondaires ( $12^\circ/168^\circ$  et  $60^\circ/120^\circ$ ) d'un réseau uniforme, tout en minimisant le niveau des lobes secondaires le plus possible. Pour remplir ces spécifications, on doit minimiser au maximum la fonction de coût donnée par l'équation (IV.5).

Les positions optimisées du réseau de 26 éléments et celles obtenues par [151], en utilisant la méthode IWO classique, sont reportées dans le tableau IV.4. On peut constater que la taille du réseau conçu par MIWO est inférieure à celles obtenues par IWO et par le réseau uniforme.

Les diagrammes de rayonnement obtenus par les différents algorithmes sont représentés dans la figure IV.10 et leurs différentes caractéristiques sont données dans le tableau IV.5. Les résultats obtenus, en utilisant MIWO, donnent les meilleurs caractéristiques en termes de profondeur des zéros et du niveau des lobes secondaires SLL.

Tableau IV. 4 : Positions optimisées, du réseau aperiodique de 26 éléments, obtenues en utilisant plusieurs approches en fonction de  $\lambda/2$ .

Uniforme	0.500	1.500	2.500	3.500	4.500	5.500	6.500	7.500	8.500	9.500	10.500	11.500	12.500
IWO	0.4483	1.488	2.275	3.279	4.254	5.326	6.161	7.168	8.046	9.091	9.928	11.240	12.680
MIWO	0.500	1.330	2.232	3.030	3.974	4.909	5.909	6.834	7.834	8.834	9.834	10.742	11.742

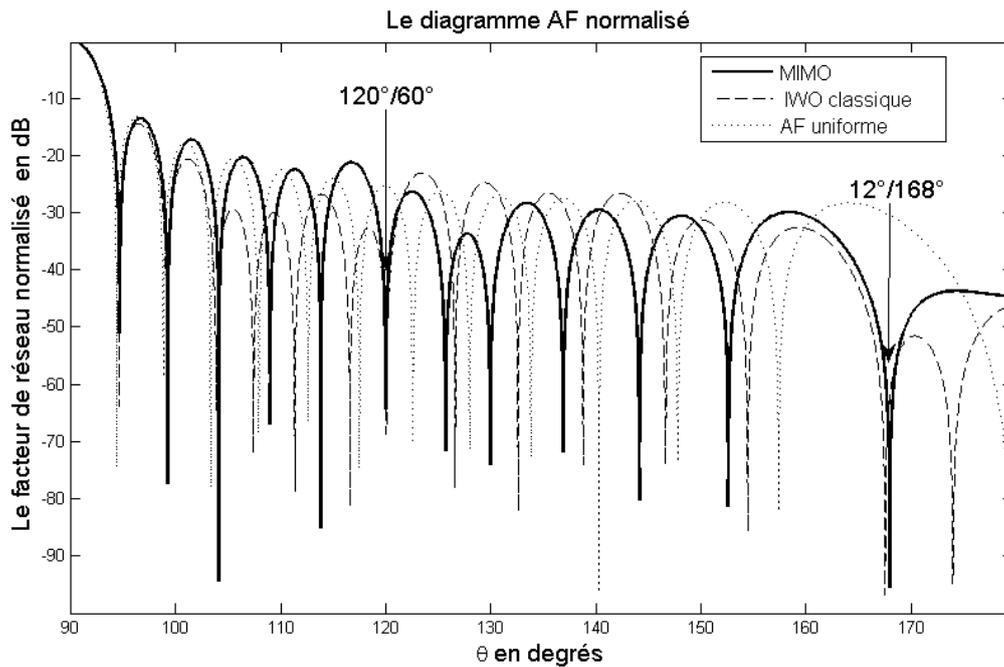


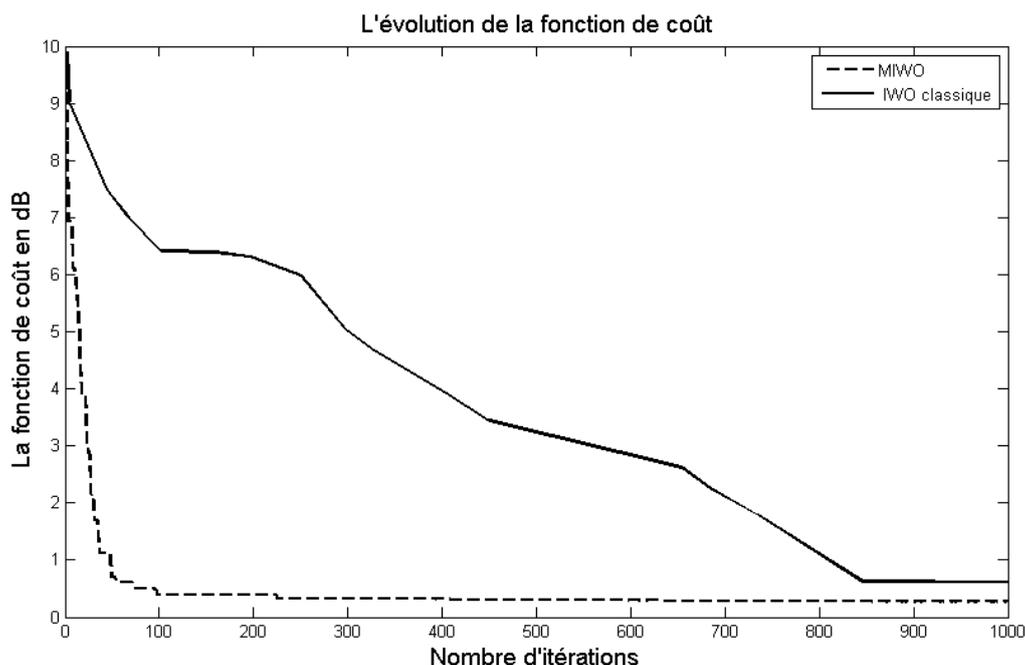
Figure IV. 10 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau aperiodique de 26 éléments, obtenus par MIWO (ligne solide), IWO classique (en tirets) et réseau uniforme (en pointillés).

Tableau IV. 5 : Caractéristiques du diagramme de rayonnement du réseau linéaire à 26 éléments de la figure IV.10.

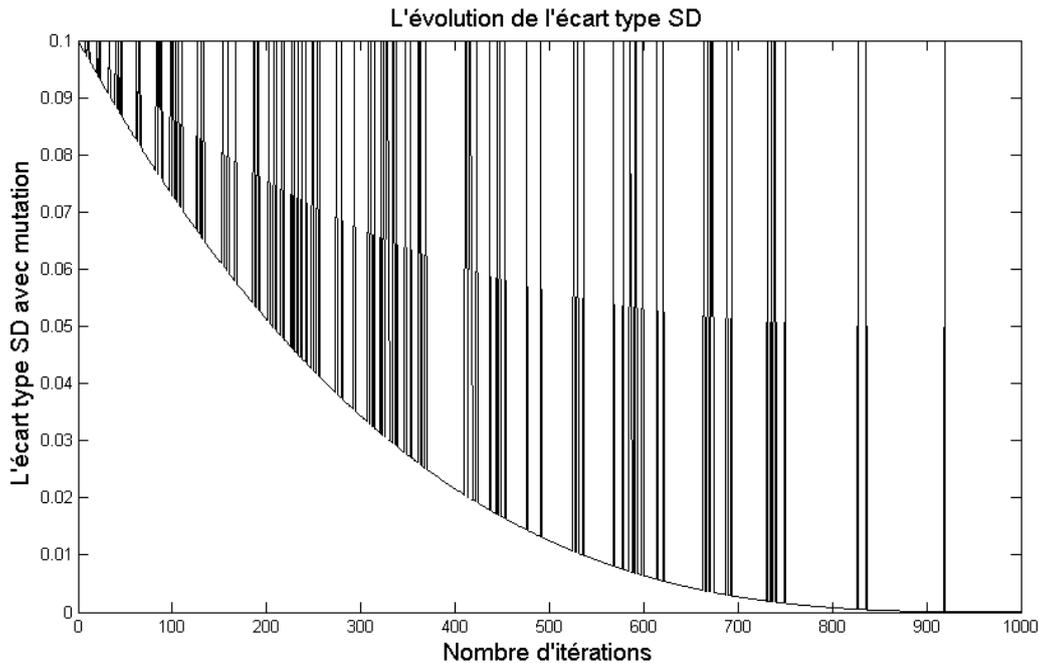
Diagramme		Uniforme	IWO Classique	MIWO
FNBW		8.83	9.25	9.69
HPBW		3.90	4.03	4.22
Profondeur des zéros	12°	-30.50	-61.5	-83.00
	60°	-25.30	-56.60	-65.00
Direction des zéros	12°	-	12.49	12.00
	60°	-	59.95	60.00
PSLL		-13.21	-14.40	-14.56

Dans la figure IV.11, on présente les fonctions de coût associées aux diagrammes de rayonnement de la figure IV.10. On constate que la technique MIWO permet une convergence plus rapide vers la solution optimale (après seulement 200 itérations), en comparaison avec la technique IWO classique qui a besoin de 800 itérations pour atteindre ses valeurs optimales.

La figure IV.12 montre que l'évolution de l'écart type associé présente 117 mutations dont la majorité se trouve dans la première moitié, à cause de la diminution itérative de la probabilité de mutation (voir l'équation IV.6).



**Figure IV. 11 : Fonction de coût en fonction du nombre d'itérations, pour un réseau apériodique de 26 éléments, obtenue par MIWO (en tirets) et IWO classique (ligne solide).**



*Figure IV. 12 : Evolution de l'écart type en fonction du nombre d'itérations, pour l'exemple de 26 éléments (117 mutations).*

### IV.5.3 Synthèse d'un réseau à 28 éléments

Dans cet exemple, nous synthétisons un réseau apériodique de 28 éléments. Le diagramme de rayonnement optimisé doit avoir trois zéros dirigés vers 120, 122.5 et 125°, avec une largeur à mi puissance inférieure ou égale à celle d'un réseau équidistant (uniforme). Comme pour l'exemple précédent, les résultats obtenus par MIWO sont comparés à ceux obtenus en utilisant ACO [126], PSO [127] et CLPSO [128]. Les positions optimales obtenues sont reportées dans le tableau IV. 6.

Dans cet exemple aussi on peut constater que la taille du réseau, donnée par MIWO, est la plus faible en comparaison avec celles obtenues en utilisant les autres techniques. Les diagrammes de rayonnement correspondants sont illustrés dans la figure IV.13 et leurs caractéristiques principales sont présentées dans le tableau IV.7.

Comme le montre la figure IV.13, le diagramme de rayonnement résultant en utilisant MIWO a un niveau de lobes secondaires de -44.6 dB, alors qu'il est de -37.86 dB pour CLPSO, -40.37 pour PSO et -46.62 pour ACO. Cette même figure montre également que le réseau synthétisé par MIWO présente les zéros les plus profonds (- 80 à - 90 dB), en comparaison avec les valeurs fournies par les autres techniques.

Tableau IV. 6 : Positions optimisées du réseau de 28 éléments, obtenues par plusieurs approches en fonction de  $\lambda/2$ .

Uniforme	0.500	1.500	2.500	3.500	4.500	5.500	6.500
	7.500	8.500	9.500	10.500	11.500	12.500	13.500
ACO	0.900	1.100	2.500	3.100	4.500	4.900	6.300
	7.500	8.300	9.500	10.500	11.500	12.500	13.900
PSO	0.530	1.560	2.440	3.500	4.540	5.480	6.530
	7.540	8.380	9.500	10.63	11.42	12.32	13.680
CLPSO	0.470	1.322	2.26	3.178	4.142	5.369	6.212
	7.135	8.313	9.794	11.19	12.79	14.36	15.960
MIWO	0.500	1.499	2.491	3.393	4.393	5.393	6.313
	7.032	8.032	9.032	9.875	10.56	11.47	12.471

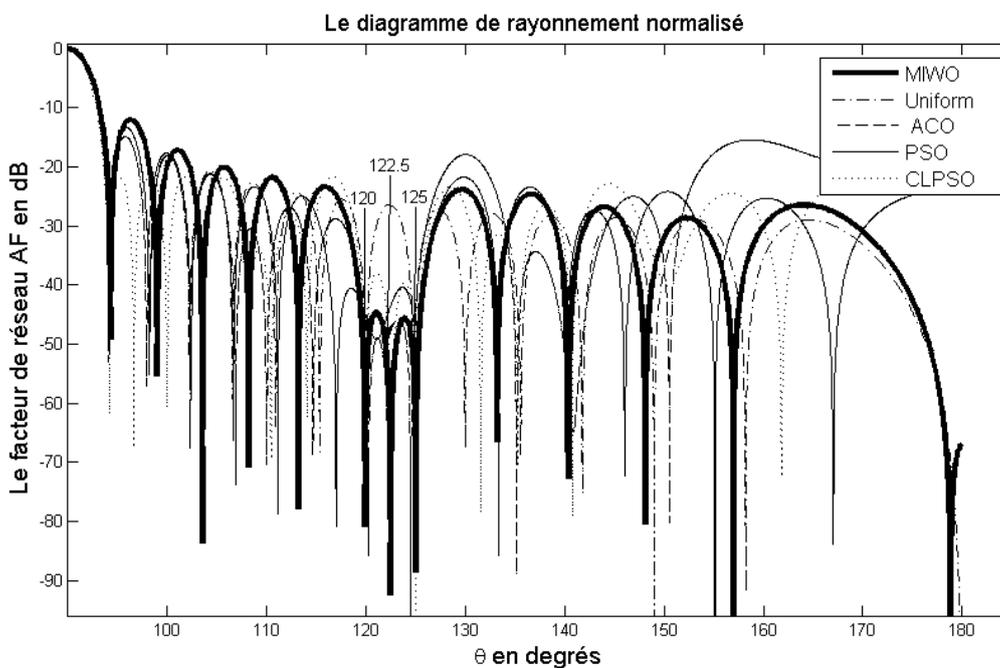
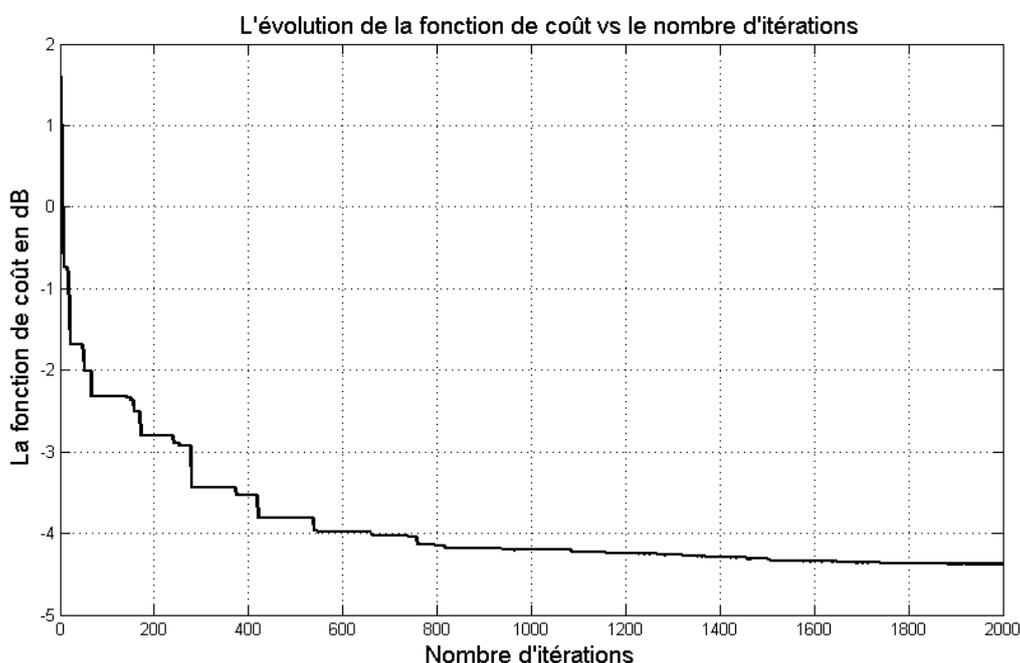


Figure IV. 13 : Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau de 28 éléments, obtenu par MIWO (ligne solide gras), PSO standard (ligne solide fine), CLPSO (ligne en pointillés), ACO (ligne en tirets) et réseau uniforme (ligne en tirets pointillés).

*Tableau IV. 7 : Caractéristiques de rayonnement du réseau de 28 éléments (extraites à partir de la figure IV. 13).*

Diagramme	Uniforme	PSO	ACO	CLPSO	MIWO	
FNBW (en °)	8.16	8.18	8.40	8.32	<b>8.60</b>	
HPBW (en °)	3.62	3.62	3.64	3.40	<b>3.84</b>	
SLL dans la fenêtre des zéros (en dB)	-26.39	-40.37	-46.62	-37.86	<b>-44.62</b>	
PSLL (en dB)	-13.20	-13.23	-15.40	-21.60	<b>-12.01</b>	
Profondeur des zéros (en dB)	120°	-70.00	-45.22	-55.00	-70.00	<b>-80.00</b>
	122.5°	-26.44	-43.45	-55.00	-78.04	<b>-92.30</b>
	125°	-47.40	-47.40	-45.00	-60.00	<b>-80.00</b>

La figure IV.14 montre que la fonction de coût est plus lente que dans le cas de l'exemple précédent. De même, l'évolution de l'écart type associé présente 194 mutations (Fig. IV.15), contre 117 pour le réseau à 26 éléments.



*Figure IV. 14 : Evolution de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations, pour un réseau aperiodique de 28 éléments.*

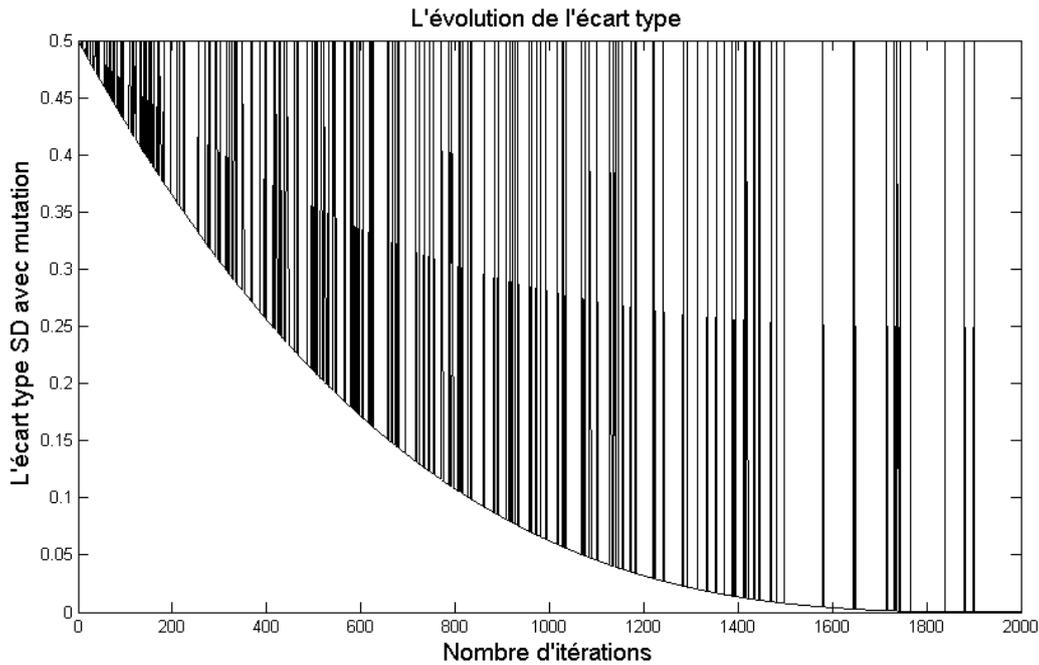


Figure IV. 15 : Evolution de la valeur de l'écart type en fonction du nombre d'itérations pour l'exemple de 28 éléments (194 mutations).

#### IV.5.4 Synthèse d'un réseau à 32 éléments

Dans ce dernier exemple, un réseau aperiodique de 32 éléments est synthétisé avec un zéro dans la direction  $99^\circ$  (orienté vers la crête du deuxième lobe secondaire du réseau équidistant). La fonction de coût utilisée dans cet exemple est donnée par l'équation IV.5. Le tableau IV.8 montre les positions optimales des éléments du réseau, obtenues par MIWO et par les autres techniques. La taille du réseau synthétisé est un peu plus large que celle du réseau équidistant mais elle est égale à celle obtenue par CLPSO. A travers les diagrammes de rayonnement synthétisés par différentes techniques (Fig. IV. 16), on constate que la technique MIWO crée un zéro dans la direction désirée par le concepteur, avec une profondeur de  $-61.5$  dB, alors qu'elle est de  $-59$  dB pour CLPSO, de  $-17.81$  dB pour le réseau uniforme et de  $-63.45$  dB pour PSO. On voit qu'en termes de profondeur des zéros, le meilleur résultat est obtenu en utilisant PSO, mais la technique MIWO est meilleure que CLPSO et ACO. Cependant, les résultats de MIWO offrent, de loin, le meilleur PSL (tableau IV. 9) avec une largeur à mi-puissance très étroite et même plus étroite que celle d'un réseau équidistant. De même, la fonction de coût est plus rapide que celle obtenue par CLPSO (Fig. IV.17).

Tableau IV. 8 : Positions optimisées d'un réseau de 32 éléments, obtenues par plusieurs approches, en fonction de  $\lambda/2$ .

Uniforme	0.500	1.500	2.500	3.500	4.500	5.500	6.500	7.500
	8.500	9.500	10.500	11.500	12.500	13.500	14.500	15.500
ACO	0.300	1.500	2.100	3.500	4.500	5.100	5.900	7.500
	8.300	9.100	9.500	10.700	12.100	14.100	15.500	16.900
PSO	0.530	1.370	2.350	3.110	3.970	4.660	5.330	6.110
	0.860	7.800	8.760	9.900	11.100	12.480	14.100	15.510
CLPSO	0.450	1.475	2.202	3.024	3.800	4.743	5.873	6.914
	7.833	8.835	9.982	11.322	12.922	14.522	16.122	17.722
MIWO	0.724	0.979	2.316	2.843	3.927	4.715	5.712	6.655
	7.596	8.845	9.932	10.960	12.634	14.334	16.034	17.734

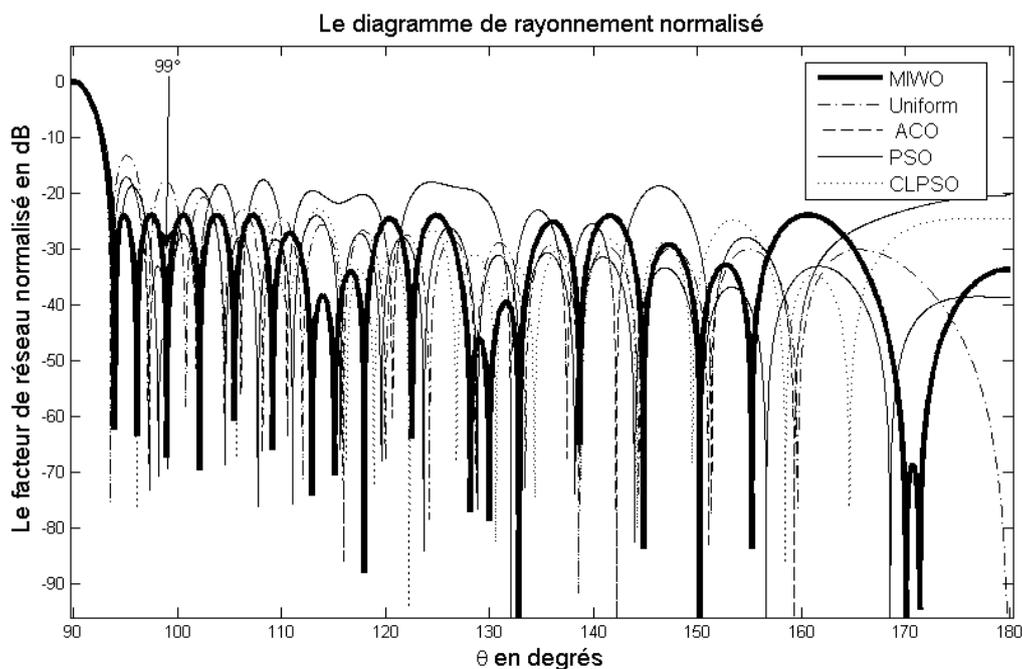


Figure IV. 16 : Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau apériodique de 32 éléments obtenu par MIWO (ligne continue), PSO standard (ligne continue fine), CLPSO (ligne en pointillé), ACO (ligne en tirets) et réseau uniforme (ligne en tirets pointillé).

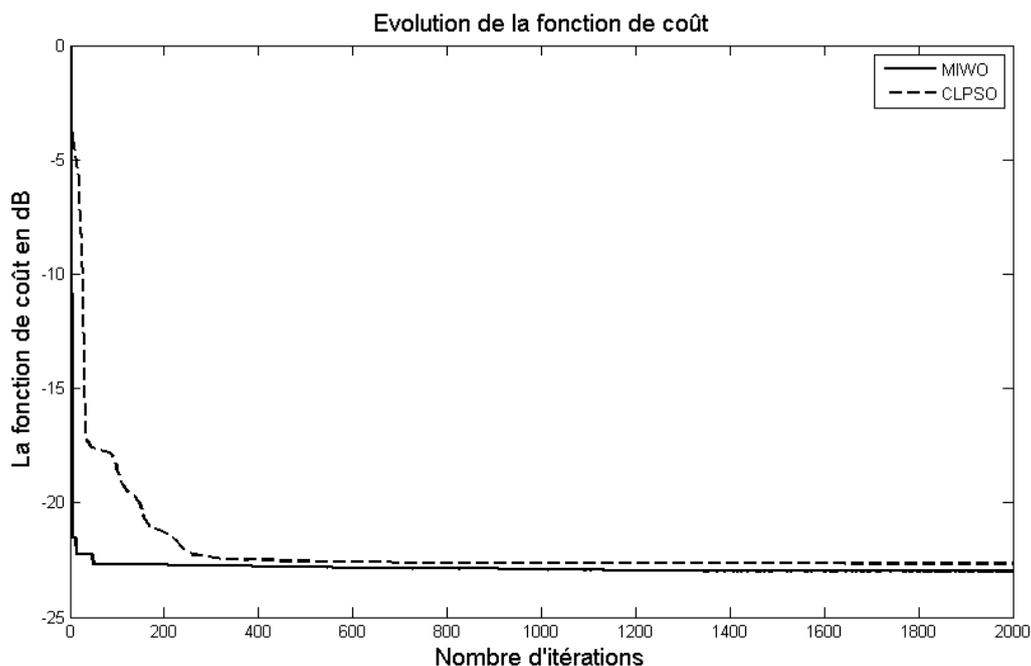
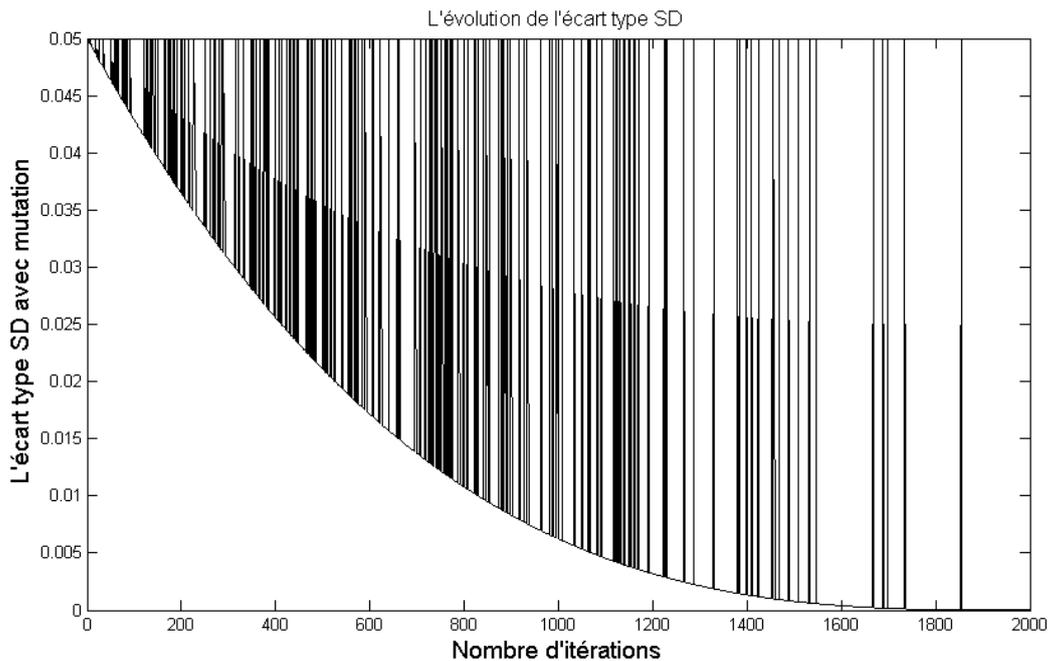


Figure IV. 17 : Evolution de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations, pour un réseau de 32 éléments (MIWO en ligne continue et CLPSO en pointillés) [128].

Tableau IV. 9 : Caractéristiques de rayonnement d'un réseau de 32 éléments (extraites à partir de la figure IV.16).

Diagramme	Uniforme	PSO	ACO	CLPSO	MIWO
FNBW(en °)	7.16	8.46	7.52	7.68	<b>7.88</b>
HPBW (en °)	3.16	3.52	3.16	3.10	<b>3.12</b>
Profondeur de zéro à 99° (en dB)	-17.81	-63.45	-50.00	-59.00	<b>-61.50</b>
PSLL (en dB)	-13.23	-18.72	-17.09	-22.73	<b>-23.86</b>
Direction des zéros (en °)	100.82	99.02	99.09	99.02	<b>98.99</b>



*Figure IV. 18 : Evolution de l'écart type SD en fonction du nombre d'itérations, pour l'exemple de 32 éléments (207 mutations).*

#### IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de réseaux d'antennes apériodiques tels que les réseaux non uniformes et les réseaux éclairés. La synthèse d'un réseau d'antennes apériodique, en utilisant la technique des mauvaises herbes dans sa forme modifiée (MIWO), a été effectuée par action sur les positions des sources rayonnantes, afin d'obtenir le diagramme de rayonnement désiré, exigé d'avance par l'utilisateur.

La validité et la robustesse de notre technique ont été prouvées par les différents cas de simulation, visant deux objectifs principaux (la suppression des lobes secondaires et la réjection des brouilleurs). Les résultats obtenus montrent la faisabilité et l'efficacité de l'utilisation de cette technique comme une méthode d'optimisation alternative pour la synthèse d'un système non linéaire.

Cette technique est très efficace pour la synthèse des réseaux adaptatifs, en agissant sur les différents paramètres (alimentation et/ou position) du réseau afin de réaliser des fonctions particulières telles que le balayage électronique et la réjection des brouilleurs, qui fera l'objet du chapitre suivant.

# **Synthèse d'un réseau d'antennes adaptatif par la technique MIWO**

# V

## Synthèse d'un réseau d'antennes adaptatif par la technique MIWO

### V.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons la synthèse d'un réseau d'antenne intelligent (adaptatif) en utilisant la méthode d'optimisation précédente (MIWO). Nous allons modifier les paramètres électriques relatifs à l'alimentation de chaque élément (amplitude et phase) du réseau linéaire équidistant, de manière à satisfaire les besoins de l'environnement. L'objectif de la conception est d'aboutir à un diagramme de rayonnement avec un niveau de lobes secondaires très bas et un rapport signal à bruit plus interférences (*SINR*) très grand. Ceci permet d'orienter le lobe principal vers la direction utile  $\theta_0$  et intercaler les zéros vers les directions des interférences.

Pendant l'optimisation, pour simplifier les calculs, nous fixons le nombre d'éléments  $N$  et la distance inter-éléments  $d$ , en supposant que le diagramme de l'élément est isotrope ( $A_e=1$ ). Le paramètre à optimiser sera le vecteur de pondération (amplitude et/ou phase).

Pour effectuer la formation des lobes (*beamforming*), nous considérons la forme complexe du vecteur de pondération où les deux parties réelle et imaginaire varieront dans les intervalles  $[-1,1]$  et  $[-2, 2]$ , respectivement pour la première et la deuxième partie de la simulation. Dans les deux cas, le nombre d'antennes du réseau est fixé à neuf ( $N=09$ ) éléments. Le cinquième élément dans le réseau (l'élément central) est alimenté par l'unité ( $W_5=1+j0$ ). Chacun des autres éléments est alimenté par le conjugué de son élément symétrique par rapport l'élément central. Ainsi, la dimension (*Dim*) de notre problème se réduit à  $N-1$  ( $Dim=8$ ). Le nombre des interférences est fixé à cinq (05) et sept (07), respectivement pour la première et la deuxième partie de la simulation, avec un seul signal utile pour les deux cas.

Pour évaluer la performance de notre technique, quatre exemples ont été traités avec différentes valeurs du  $SNR$  et du nombre d'interférences. Les résultats obtenus sont comparés à ceux de la littérature, obtenus en utilisant PSO, ADIWO (*adaptive dispersion IWO*) et MVDR (*Minimum Variance Distortion-less Response*) [152]. Dans tous les cas, une comparaison avec un réseau de distribution d'alimentation uniforme (QP : *quiescent pattern*) est aussi faite afin de voir l'intercalation des zéros et le niveau des  $SLL$ .

## V.2 Problématique

La formation adaptative de voies (*beamforming*) nécessite une technique capable de calculer les poids d'alimentation d'un réseau d'antennes pour réduire la fonction de coût [153]. Parmi les techniques utilisées, on peut citer les méthodes mathématiques telles que LMS (*Least Mean Square*) [154], RLS (*Recursive Least Square*) [81] et MVDR, qui sont basées sur l'hérédité itérative [155]. D'autres techniques aveugles, basées sur la minimisation d'une fonction de coût, telles que PSO [156], GA [157] et notre technique MIWO, sont aussi utilisées.

### V.2.1 Le formateur MVDR

Après l'estimation des DOAs (directions d'arrivées) pour tous les signaux entrants, le processus de validation sépare le signal désiré des interférences. S'il y a un seul utilisateur désiré, le beamforming est de type mono mode et s'il y en a plusieurs, c'est le cas du multi-beamforming mode. L'optimisation des poids d'alimentation peut être effectuée par la technique MVDR qui n'exige pas des informations sur les directions des interférences, pour calculer les poids d'alimentation, mais elle exige la direction du signal désiré.

Si l'on suppose qu'on a un réseau linéaire de  $N$  éléments qui reçoit  $(M+1)$  signaux, arrivant à partir des directions  $\theta_m$  ( $m=0,1,\dots,M$ ) (Fig. V.1), la sortie du réseau, à un instant  $k$ , est donnée par :

$$y(k) = \bar{w}^H \bar{x}(k) = \bar{w}^H \bar{d}(k) + \bar{w}^H \bar{u}(k) \quad (\text{V.1})$$

$$\text{avec} \quad x(k) = s(k) + i(k) + n(k) \quad (\text{V.2})$$

Où  $s(k)$ ,  $i(k)$  et  $n(k)$  sont des vecteurs qui désignent, respectivement, le signal désiré, les interférences et le bruit.

En notation matricielle, le signal d'entrée  $x(k)$  est donné par :

$$\begin{aligned} \bar{x}(k) &= \bar{a}_o s(k) + [\bar{a}_1 \ \bar{a}_2 \ \dots \ \bar{a}_M] \begin{bmatrix} \bar{i}_1(k) \\ \bar{i}_2(k) \\ \vdots \\ \bar{i}_M(k) \end{bmatrix} + \bar{n}(k) \\ &= \bar{a}_o s(k) + \bar{A}\bar{i}(k) + \bar{n}(k) = \bar{d}(k) + \bar{u}(k) \end{aligned} \quad (\text{V.3})$$

$$\text{Où } \bar{a}_m = \left[ 1 \ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_m} \ \dots \ e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_m} \right], m = 0, 1, \dots, M \quad (\text{V.4})$$

$$\text{et } \bar{u}(k) = \bar{A}\bar{i}(k) + \bar{n}(k)$$

Le formateur MVDR a pour rôle de rechercher le vecteur de pondération optimal ( $\bar{W}_{\text{MVDR}}$ ) qui minimise la puissance de l'interférence plus bruit (la variance de bruit) en sortie, tout en maintenant un gain unité dans la direction du signal utile. Alors, les poids de pondération sont calculés en minimisant la quantité  $\bar{w}^H \bar{R}_{uu} \bar{w}$  avec  $\bar{w}^H \bar{a}_o = 1$ .

En utilisant le critère des multiplicateurs de Lagrange, les poids de pondération optimaux sont donnés par l'expression suivante :

$$\bar{W}_{\text{mvdr}} = \frac{\bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_o}{\bar{a}_o^H \bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_o} \quad (\text{V.5})$$

Où  $\bar{R}_{uu} = E[\bar{u}(k) \bar{u}^H(k)]$  est la matrice de corrélation des signaux non désirés (bruit et interférences)  $\bar{u}(k)$ .

### V.2.2 Définition de la fonction de coût

La fonction de coût, utilisée pour faire l'optimisation, prend en considération deux caractéristiques du diagramme de rayonnement ; le rapport signal à bruit plus interférence (*SINR* : *Signal to Interference plus Noise Ratio*) et le niveau des lobes secondaires (*SLL* : *Side-Lobe Level*). Ainsi, pour atteindre notre objectif, nous devons faire un compromis entre ces deux caractéristiques, en les multipliant par les facteurs de pondération  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ , respectivement. La fonction de coût s'écrit alors comme [82] :

$$\text{Cost} = \alpha_1 \text{SINR}^{-1} + \alpha_2 \text{SLL} \quad (\text{V.6})$$

où

$$\text{SINR} = \frac{S \bar{w}^H \bar{a}_o \bar{a}_o^H \bar{w}}{\bar{w}^H \bar{A} \bar{R}_{ii} \bar{A}^H \bar{w} + \sigma^2 \bar{w}^H \bar{w}} \quad (\text{V.7})$$

avec

$$\bar{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^T \tag{V.8}$$

La matrice de direction ou de source  $\bar{A}$  est donnée par

$$\bar{A} = [\bar{a}_1 \ \bar{a}_2 \ \dots \ \bar{a}_M]$$

et le  $m^{i\grave{e}me}$  vecteur source  $\bar{a}_m$  peut s'exprimer par :

$$\bar{a}_m = [1 \ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_m} \ \dots \ e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_m}]^T, \quad m=0, 1, \dots, M \tag{V.9}$$

Le bruit est supposé être non corrélé avec un signal, non corrélé d'un capteur (antenne réceptrice) à l'autre et a une variance  $\sigma^2$  donnée par :

$$\sigma_{bruit}^2 = 10^{-\frac{SNR}{10}} \tag{V.10}$$

Les vecteurs sources  $\bar{a}_m(\theta)$  représentent la réponse complexe de l'antenne à des fronts d'ondes élémentaires, arrivant dans des directions d'arrivées (DDA) données (signal utile et interférence). Ils dépendent des paramètres géométriques du réseau d'antenne, des gains des antennes et de l'angle d'arrivée. Suivant les applications, d'autres paramètres (tels que la distance de la source à l'antenne, la polarisation des sources etc.) peuvent être pris en compte dans ce modèle. Dans toute la suite de ce chapitre, on supposera que tous ces paramètres sont connus, de sorte que les vecteurs sources ne dépendent que des DDA.

Le niveau du lobe secondaire NLS (ou SLL, en anglais) est la différence de puissance, en dB, entre le lobe principal et le maximum des lobes secondaires.

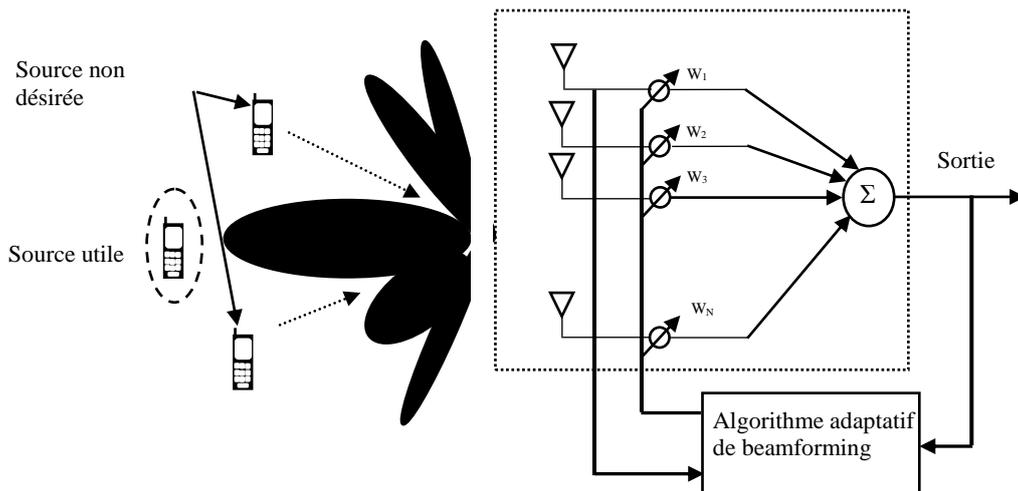


Figure V. 1 : Configuration d'un système adaptatif pour la formation des voies.

Dans la fonction de coût, les coefficients de pondération ( $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ ) entre les paramètres à optimiser ( $SLL$  et  $SINR$ ) sont pris égaux à 0.5. Cette valeur permet de faire une bonne comparaison de nos résultats avec ceux de la littérature.

### V.3 Formation des voies optimales par MIWO

Pour évaluer les performances de MIWO comme une technique de formation de voies (*beamforming*), quatre exemples sont traités pour :  $d = 0.5\lambda$ ,  $N=9$  éléments,  $SNR=10$  et  $30$  dB) et un nombre d'interférences égal à 5 et 7.

#### ➤ Les paramètres de l'algorithme MIWO

Comme dans les deux chapitres précédents, avant de lancer l'algorithme MIWO, les paramètres suivants doivent être initialisés :

**Dim** : Dimension du problème, chaque élément dans le réseau est représenté par deux valeurs (l'une imaginaire et l'autre réelle). Dans notre cas, on suppose que le 5<sup>ième</sup> élément dans le réseau est alimenté par l'unité, sans déphasage ( $W_5 = 1+j*0$ ). En plus, les deux éléments symétriques par rapport au 5<sup>ième</sup> élément ont des alimentations conjuguées. Alors, la dimension *Dim* est réduite à  $N-1=8$ .

**POP<sub>ini</sub>** : Nombre initial des plantes dans la colonie, il est choisi égal à  $10Dim$ .

**POP<sub>max</sub>** : Nombre maximal des plantes dans la colonie, lorsque ce nombre est atteint le processus d'élimination compétitive sera lancé. On pose  $POP_{max} = 2 \cdot POP_{ini}$ .

**Seed<sub>max</sub>** : Nombre maximal des graines générées par une plante,  $Seed_{max}=5$ .

**Seed<sub>min</sub>** : Nombre minimal des graines générées par une plante dans la colonie,  $Seed_{min}=0$  (la mauvaise plante de la colonie ne peut produire aucune graine).

**SD<sub>ini</sub>** : Valeur initiale de l'écart type,  $SD_{ini}=0.05$ .

**SD<sub>fnl</sub>** : Valeur finale de l'écart type,  $SD_{fnl}=10^{-7}$ .

**mod** : Indice de l'écart type,  $mod=3$ .

**Iter<sub>max</sub>** : Nombre maximum d'itérations (critère d'arrêt), pour faire une comparaison avec les autres travaux de la littérature on prend  $Iter_{max}=500$ .

**$P_m$**  : Probabilité de faire la mutation dans la valeur de  $SD_{iter}$ , sa valeur initiale  $P_o$  est fixée à 0.8 et sera diminuée de la même manière que dans le chapitre précédent.

➤ **Les paramètres du réseau d'antennes**

Pour le réseau d'antennes aussi, les paramètres suivants seront fixés :

$N$  : Le nombre d'éléments dans le réseau,  $N=9$ .

$d$  : La distance inter-éléments, pour notre réseau supposé uniforme  $d=\lambda/2$ . Le choix de ce paramètre est primordial afin d'éviter l'apparition des lobes de périodicité et réduire l'effet de couplage mutuel.

$A_e$  : Le diagramme de l'élément considéré comme une antenne isotrope,  $A_e=1$ .

La géométrie du réseau d'antennes est supposée rectiligne (réseau linéaire).

Les valeurs de tous les paramètres utilisés sont données dans le tableau V.1.

**Tableau V.1 : Paramètres de notre algorithme MIWO pour la formation des voies (beamforming).**

Symbole	signification	valeur
$N$	Nombre d'éléments dans le réseau	9
<b>Dim</b>	Dimension du problème	8
<b>POP<sub>ini</sub></b>	Nombre initial des plantes dans la colonie	80
<b>POP<sub>max</sub></b>	Nombre maximal des plantes dans la colonie	160
<b>Seed<sub>max</sub></b>	Nombre maximal des graines produites	5
<b>Seed<sub>min</sub></b>	Nombre minimal des graines produites	0
<b>SD<sub>ini</sub></b>	Valeur initiale de l'écart type SD	0.05
<b>SD<sub>fnl</sub></b>	Valeur finale de l'écart type SD	$10^{-7}$
<b>mod</b>	Indice de modulation non linéaire	3
<b>Iter<sub>max</sub></b>	Nombre maximal d'itérations	500
<b>P<sub>o</sub></b>	La valeur initiale de la probabilité de mutation	0.8
<b>x<sub>i</sub></b>	Intervalle de recherche des valeurs optimales	[-1,1] [-2,2]

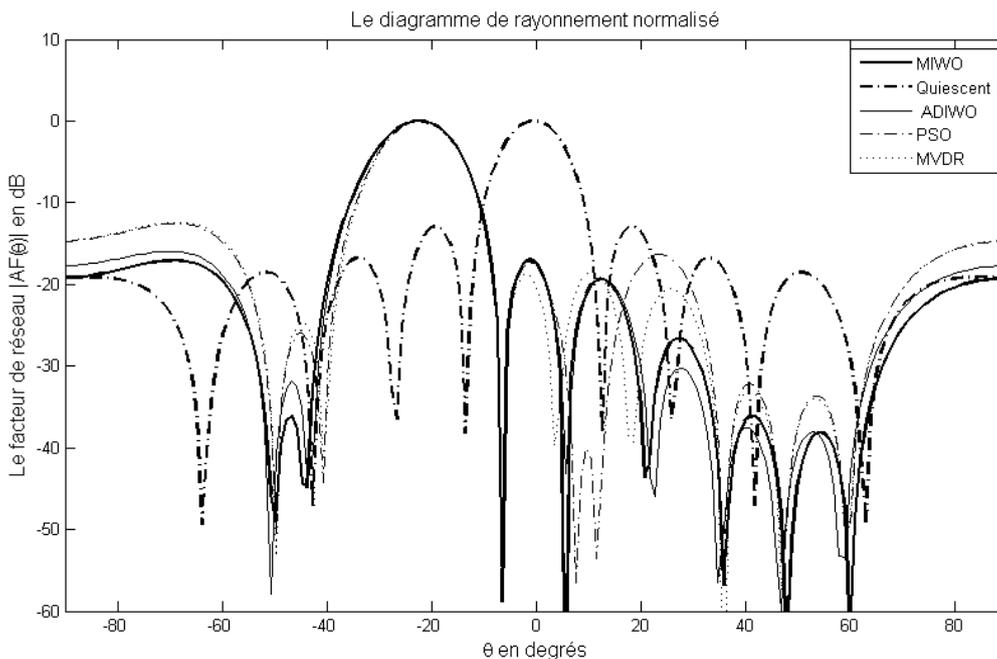
#### V.4 Présentation des résultats

L'optimisation des diagrammes des réseaux d'antennes (en utilisant la technique MIWO) consiste à minimiser, de différentes manières, la fonction de coût présentée au début de ce chapitre. Cette fonction de coût est une représentation du vecteur de paramètre (espace  $R^{Dim}$ ), qui peut être le courant d'alimentation du réseau (amplitude et phase), permettant d'atteindre un diagramme de rayonnement orienté vers la direction utile et des zéros intercalés vers les interférences.

**Exemple 1 : SNR=10 dB et cinq interférences**

Dans cet exemple, on suppose que le signal d'intérêt (SOI : *signal of interest*) est arrivé depuis l'angle  $\theta_0 = -22^\circ$  et les cinq signaux d'interférences arrivés respectivement depuis les angles  $\theta_n = -49^\circ, -6^\circ, 36^\circ, 47^\circ$  et  $59^\circ$ . Tous les signaux ne sont pas corrélés entre eux.

La figure V.2 montre les diagrammes de rayonnement d'un réseau d'antennes linéaire avec des poids d'alimentation (partie réelle et imaginaire) optimaux (tableau V.2), obtenus par MIWO, ADIWO, PSO et MVDR [152]. On note que, pour MIWO, le lobe principal est orienté vers la direction privilégiée ( $-22^\circ$ ) avec une précision  $\Delta\theta_0 = 0.62^\circ$ . Pour les directions des interférences, les profondeurs obtenues par notre méthode sont (-48.95dB, -58.84dB, -56.85dB, -61dB, -61dB). Les précisions  $\Delta\theta_n$  sont données dans le tableau V.3. Le niveau des lobes secondaires est de -17.08 dB pour MIWO, -15.96 dB pour ADIWO, -12.59 dB pour PSO et -12.40 dB pour MVDR. Le *SLL* est ainsi réduit de 4.2 dB par rapport au réseau quiescent (de -12.90 dB à -17.08 dB). Le rapport *SINR* est de 19.10 dB.



**Figure V. 2 : Diagrammes de rayonnement optimaux obtenus, pour l'exemple 1, par MIWO (ligne solide), PSO (ligne en tirets pointillés), ADIWO (ligne solide fine), MVDR (en pointillés) et diagramme quiescent (en tirets pointillés gras).**

**Tableau V.2 : Poids d'excitation optimaux pour l'exemple 1.**

<b>n</b>	<b>W(ADIWO)</b>	<b>W(PSO)</b>	<b>W(MVDR)</b>	<b>W(MIWO)</b>
<b>1</b>	-0.059 - j0.356	-0.028 - j0.516	-0.057 - j0.467	-0.0697 - j 0.3605
<b>2</b>	-0.614 - j0.195	-0.657 - j0.167	-0.627 - j0.176	-0.5929 -j 0.2122
<b>3</b>	-0.459 + j0.426	-0.385 + j0.595	-0.324 + j0.443	-0.4714 + j0.4300
<b>4</b>	0.215 + j0.783	0.128 + j1.000	0.195 + j0.796	0.2296 + j0.8094
<b>5</b>	1.000 + j0.0	1.00 + j0.0	1.00 + j0.0	1.00 + j0.0
<b>6</b>	0.215 - j0.783	0.128 - j1.000	0.195 - j0.796	0.2296 - j0.8094
<b>7</b>	-0.459 - j0.426	-0.385 - j0.595	-0.324 - j0.443	-0.4714 - j0.4300
<b>8</b>	-0.614 + j0.195	-0.657 + j0.167	-0.627 + j0.176	-0.5929 + j0.2122
<b>9</b>	-0.059 + j0.356	-0.028 + j0.516	-0.057 + j0.467	-0.0697 + j0.3605

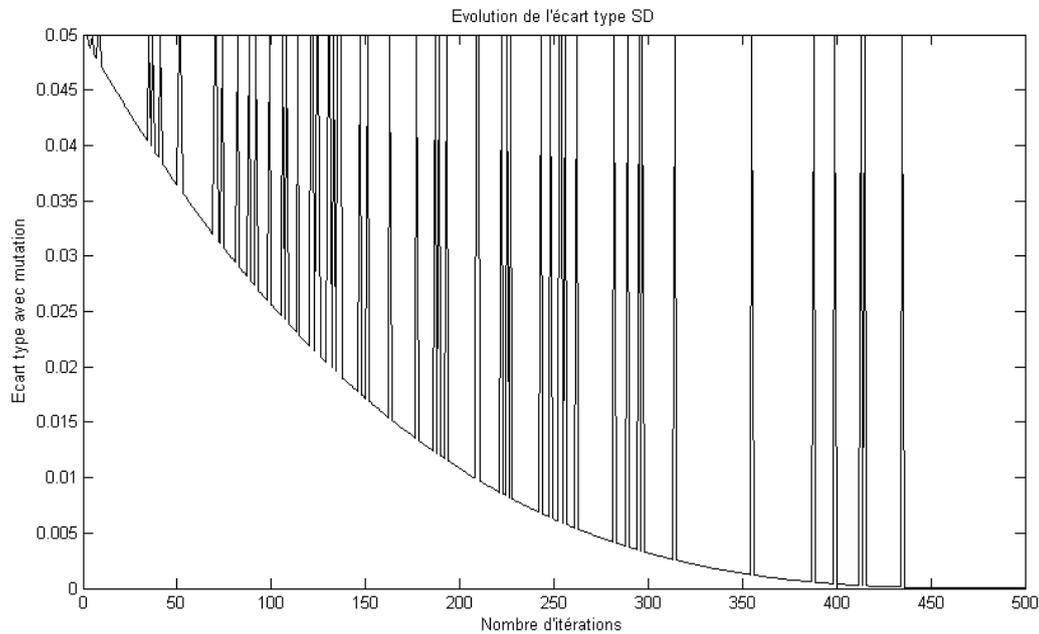
Le tableau V.3 résume les différentes précisions obtenues par la technique MIWO et par les méthodes citées dans la référence [152]. On constate la bonne exploration de l'espace de recherche par la méthode qu'on propose.

**Tableau V.3 : Statistiques des résultats optimaux pour l'exemple 1 (résultats extraits de la figure V.2).**

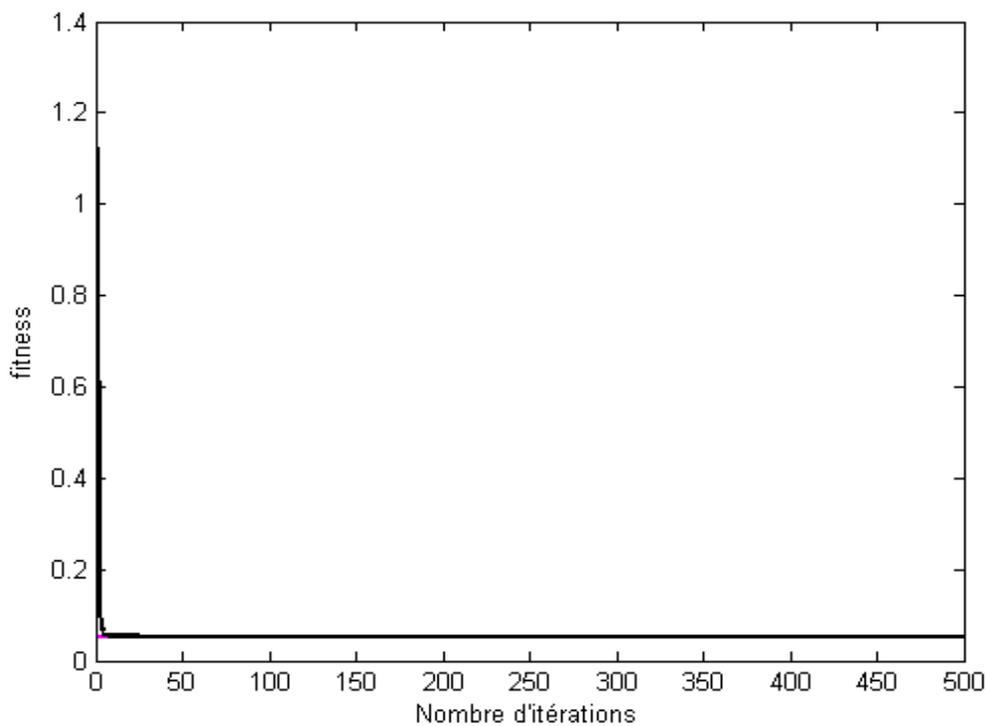
<b>La direction</b>	<b><math>\Delta\theta</math> (MIWO) en°</b>	<b><math>\Delta\theta</math> (ADIWO) en°</b>	<b><math>\Delta\theta</math> (PSO) en°</b>	<b><math>\Delta\theta</math> (MVDR) en°</b>
<b><math>\theta_0</math></b>	<b>0.62</b>	0.62	0.62	0.38
<b><math>\theta_1</math></b>	<b>0.76</b>	1.78	0.77	0.77
<b><math>\theta_2</math></b>	<b>0.53</b>	0.54	0.53	0.53
<b><math>\theta_3</math></b>	<b>0.31</b>	1.31	0.31	0.31
<b><math>\theta_4</math></b>	<b>0.56</b>	0.24	0.24	0.24
<b><math>\theta_5</math></b>	<b>0.62</b>	0.16	0.17	0.18
<b><math>\Delta\theta_{interférence}</math></b>	<b>0.56</b>	<b>0.80</b>	<b>0.37</b>	<b>0.40</b>

L'évolution de l'écart type, en fonction du nombre d'itérations, est montrée dans la figure V.3 ; elle présente 59 mutations. De même, l'évolution de la fonction de coût, en fonction du nombre d'itérations, est donnée dans la figure V.4. On peut constater que cette fonction atteint sa valeur optimale rapidement (après quelques dizaines d'itérations seulement).

Les résultats obtenus montrent que les performances de notre technique sont nettement meilleurs que celles des autres techniques de la littérature. Par conséquent, l'utilisation de cette méthode, dans le domaine des antennes intelligentes, serait d'une grande utilité.



*Figure V. 3 : Evolution de l'écart type (SD), en fonction du nombre d'itérations, pour l'exemple 1, (59 mutations)*



*Figure V. 4 : Evolution de la fonction de coût, en fonction du nombre d'itérations, pour l'exemple 1.*

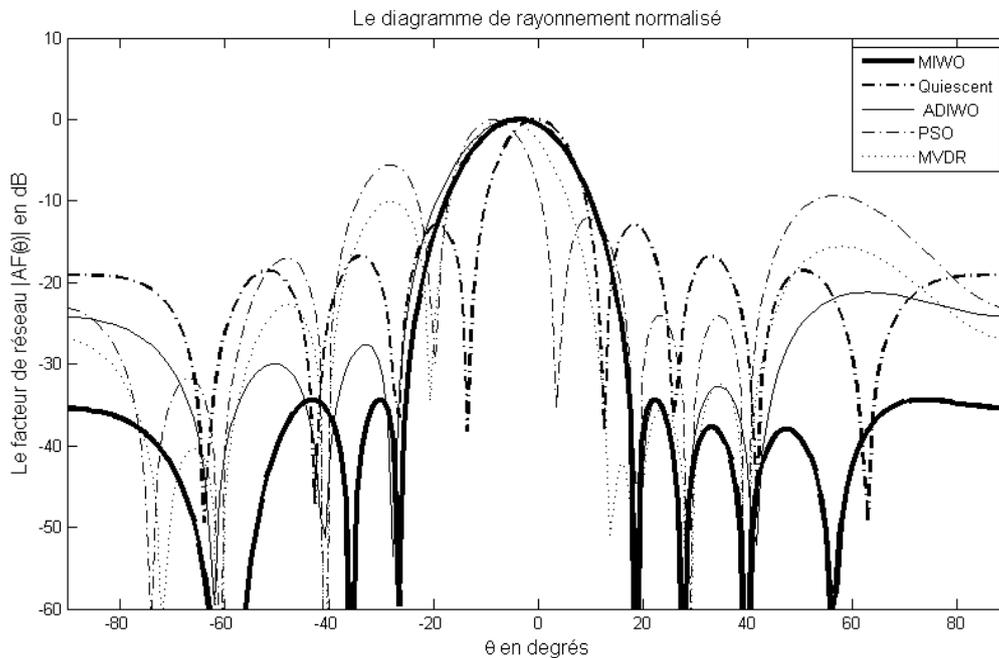
**Exemple 02 : SNR=30 dB et cinq interférences**

Dans cet exemple, le signal d'intérêt arrive depuis l'angle  $\theta_0 = -5^\circ$  et les cinq signaux d'interférences arrivent depuis les angles suivants :  $\theta_1 = -60^\circ$ ,  $\theta_2 = -40^\circ$ ,  $\theta_3 = 19^\circ$ ,  $\theta_4 = 28^\circ$  et  $\theta_5 = 40^\circ$ . Comme dans l'exemple précédent, tous les signaux ne sont pas corrélés entre eux.

On fait varier le SNR de 10 à 30 dB en gardant les autres paramètres (le nombre d'éléments, la distance inter-éléments et le nombre des interférences) inchangés.

La figure V.5 et le tableau V.4 donnent, respectivement, les diagrammes de rayonnement et les poids optimaux d'excitation, obtenus par les différentes techniques. Le diagramme obtenu, en utilisant MIWO, montre que le lobe principal est bien orienté vers la direction choisie ( $\theta_0 = -5^\circ$ ), avec une précision  $\Delta\theta_0 = 1.48^\circ$ . Les profondeurs relatives aux cinq directions respectives des interférences sont : (-82 dB, -80 dB, -76 dB, -72 dB, -85 dB). Les précisions  $\Delta\theta_n$  sont données dans le tableau V.5.

Nos résultats donnent une valeur du rapport SINR de 38.32 dB et un niveau de lobes secondaires de -34.3928 dB. Les niveaux SLL obtenus, en utilisant les autres techniques, sont de -21.18 dB pour ADIWO, -10.06 pour MVDR et -5.52 dB pour PSO.



**Figure V. 5 : Diagrammes de rayonnement optimaux obtenus, pour l'exemple 2, par MIWO (ligne solide), PSO (ligne en tirets pointillés), ADIWO (ligne solide fine), MVDR (en pointillés) et diagramme quiescent (en tirets pointillés gras).**

*Tableau V.4 : Poids d'excitation optimaux pour l'exemple 2.*

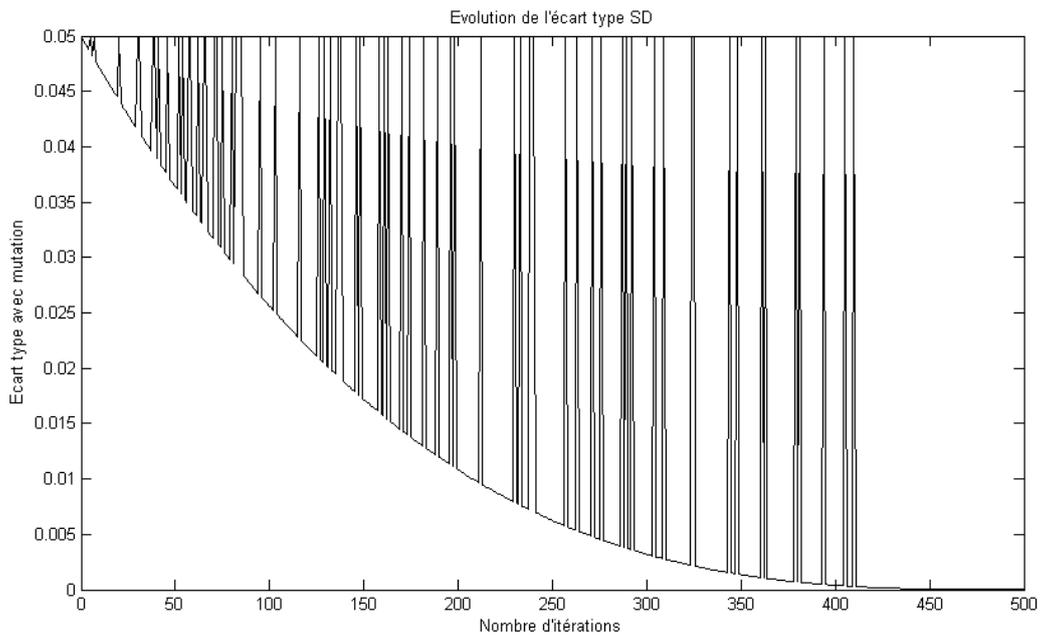
n	W(ADIWO)	W(PSO)	W(MVDR)	W(MIWO)
1	0.046 + j0.049	-0.513 + j1.141	-0.063 + j0.442	0.1162 + j0.0972
2	0.309 + j0.280	0.401 + j1.168	0.421 + j0.509	0.3288 + j0.1964
3	0.577 + j0.254	1.263 + j1.062	0.929 + j0.447	0.6307 + j0.2228
4	0.976 + j0.220	0.500 - j0.024	0.795 + j0.036	0.8742 + j0.1614
5	1.000 + j0	1.000 + j0	1.000 + j0	1.000 + j0
6	0.976 - j0.220	0.500 + j0.024	0.795 - j0.036	0.8742 - j0.1614
7	0.577 - j0.254	1.263 - j1.062	0.929 - j0.447	0.6307 - j0.2228
8	0.309 - j0.280	0.401 - j1.168	0.421 - j0.509	0.3288 - j0.1964
9	0.046 - j0.049	-0.513 - j1.141	-0.063 - j0.442	0.1162 - j0.0972

Les précisions  $\Delta\theta$  obtenues par la technique MIWO et par les trois autres méthodes citées sont données dans le tableau V.5 qui montre, encore une fois, la supériorité de notre algorithme.

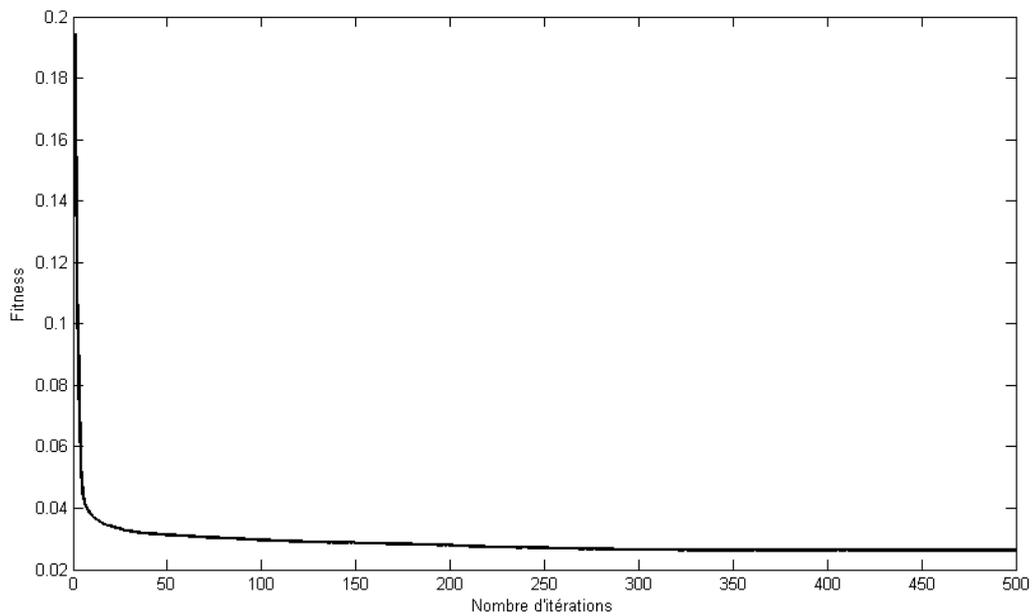
*Tableau V.5 : Statistiques des résultats optimaux pour l'exemple 2 (résultats extraits de la figure V.5).*

La direction	$\Delta\theta$ (MIWO) en°	$\Delta\theta$ (ADIWO) en°	$\Delta\theta$ (PSO) en°	$\Delta\theta$ (MVDR) en°
$\theta_0$	1.48	0.48	3.55	1.6
$\theta_1$	0.83	1.84	0.84	0.84
$\theta_2$	3.80	0.75	0.73	0.72
$\theta_3$	0.39	0.40	0.39	0.39
$\theta_4$	0.35	0.35	0.66	0.66
$\theta_5$	0.27	1.73	0.28	0.28
$\Delta\theta_{interférence}$	<b>1.13</b>	<b>1.04</b>	<b>0.58</b>	<b>0.56</b>

L'écart type et la fonction de coût, en fonction du nombre d'itérations, sont présentés dans les figures V.6 et V.7 respectivement. L'évolution de l'écart type présente 70 mutations. La fonction de coût est moins rapide que dans l'exemple 1, mais elle atteint sa valeur optimale après 200 itérations environ).



*Figure V. 6 : Evolution de l'écart type (SD), en fonction du nombre d'itérations, pour l'exemple 2 (70 mutations).*



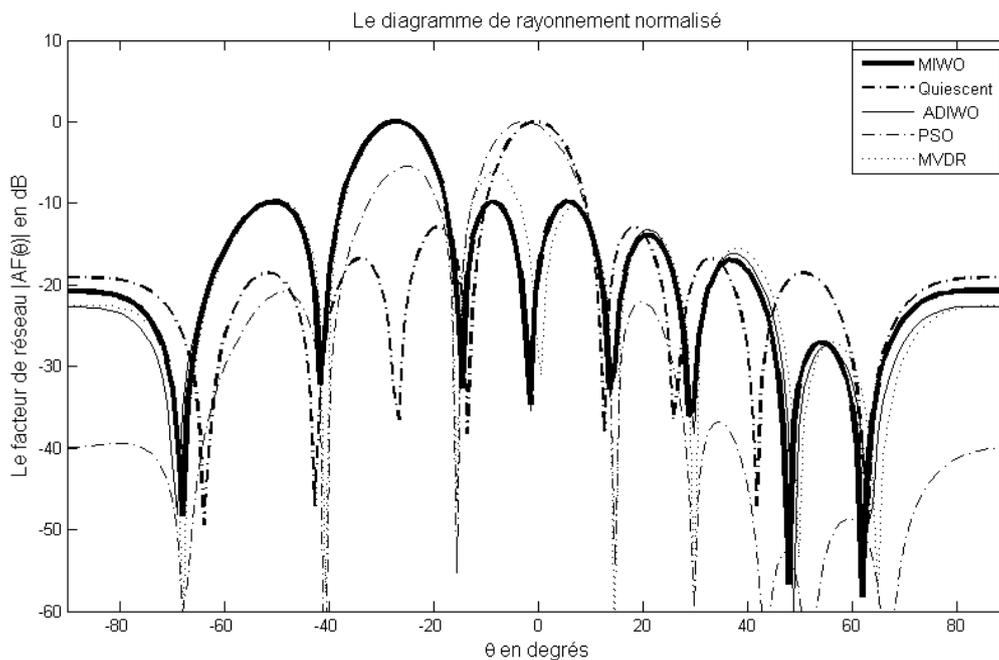
*Figure V. 7 : Evolution de la fonction de coût, en fonction du nombre d'itérations, pour l'exemple 2.*

**Exemple 03 : SNR=10 dB et sept interférences**

Pour évaluer la performance de la méthode d'optimisation en présence de plus d'interférences, on augmente le nombre des interférences à sept mais on diminue la valeur du rapport SNR à 10 dB.

Les résultats obtenus sont présentés dans la figure V.8 où l'on voit que dans cet exemple, les directions des interférences sont obtenues avec une meilleure précision que celle des deux exemples précédents. On voit aussi que l'orientation du lobe principal vers la direction utile ( $\theta_0 = -25^\circ$ ) est obtenue avec une erreur de  $2.65^\circ$ , alors que cette erreur est de  $20^\circ$  en utilisant PSO.

Les profondeurs, obtenues pour les directions des sept interférences ( $\theta_1 = -67^\circ$ ,  $\theta_2 = -40^\circ$ ,  $\theta_3 = -15^\circ$ ,  $\theta_4 = 15^\circ$ ,  $\theta_5 = 30^\circ$ ,  $\theta_6 = 50^\circ$ ,  $\theta_7 = 65^\circ$ ), sont respectivement (-48.22 dB, -32.09 dB, -32.52 dB, -32.60 dB, -36.04 dB, -56.69 dB, -58.25 dB). Les précisions  $\Delta\theta_n$  sont données dans le tableau V.7.



**Figure V. 8 : Diagrammes de rayonnement optimaux obtenus, pour l'exemple 3, par MIWO (ligne solide), PSO (ligne en tirets pointillés), ADIWO (ligne solide fine), MVDR (en pointillés) et diagramme quiescent (en tirets pointillés gras).**

Tableau V.6 : Poids d'excitation optimaux pour l'exemple 3.

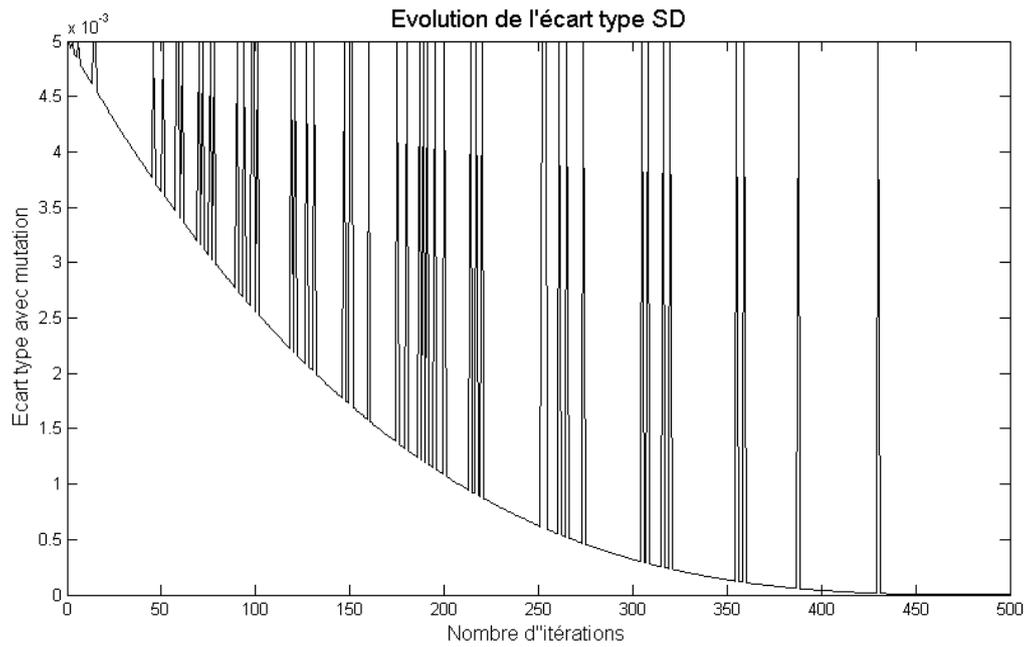
n	W(ADIWO)	W(PSO)	W(MVDR)	W(MIWO)
1	0.894 - j1.022	0.274 + j0.477	1.119 - j1.634	0.8887 - j0.9622
2	-0.284 - j1.428	1.372 + j0.690	-0.593 - j2.135	-0.3176 - j1.3708
3	-0.974 + j0.456	1.886 - j0.072	-1.542 + j0.477	-0.9332 + j0.4256
4	0.322 + j0.876	1.344 - j0.428	0.129 + j1.020	0.3084 + j0.8625
5	1.000 + j0	1.000 + j0	1.000 + j0	1.000 + j0
6	0.322 - j0.876	1.344 + j0.428	0.129 - j1.020	0.3084 - j0.8625
7	-0.974 - j0.456	1.886 + j0.072	-1.542 - j0.477	-0.9332 - j0.4256
8	-0.284 + j1.428	1.372 - j0.690	-0.593 + j2.135	-0.3176 + j1.3708
9	0.894 + j1.022	0.274 - j0.477	1.119 + j1.634	0.8887 + j0.9622

Dans cet exemple où le rapport *SNR* diminue, nos calculs donnent un rapport *SINR* de 16.22 dB et le niveau des lobes secondaires atteint une valeur inférieure à -9.79 dB. Cette valeur de SLL est de -9.57 dB pour ADIWO, -5.49 dB pour PSO et -6.01 dB pour MVDR. La meilleure valeur de SLL est donnée par notre technique.

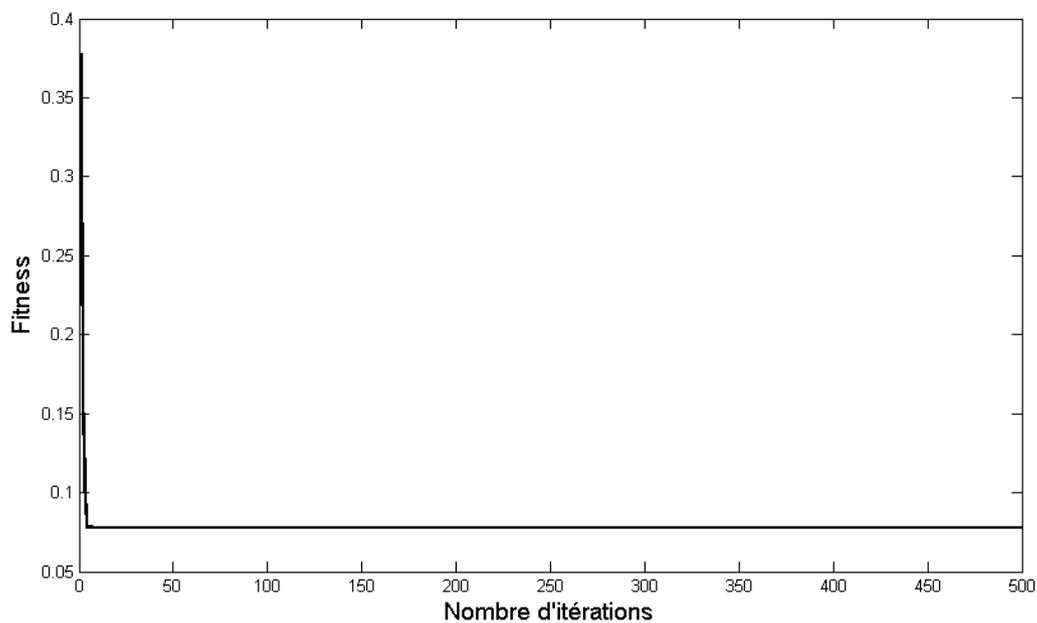
Tableau V.7 : Statistiques des résultats optimaux pour l'exemple 3 (résultats extraits de la figure V.8).

La direction	$\Delta\theta$ (MIWO) en°	$\Delta\theta$ (ADIWO) en°	$\Delta\theta$ (PSO) en°	$\Delta\theta$ (MVDR) en°
$\theta_0$	2.65	1.65	Plus de 20°	1.65
$\theta_1$	0.87	1.88	0.87	0.87
$\theta_2$	1.73	1.73	0.72	0.72
$\theta_3$	0.42	0.42	0.58	0.58
$\theta_4$	1.42	1.42	0.42	0.42
$\theta_5$	1.34	0.34	0.34	0.34
$\theta_6$	2.23	1.23	1.78	0.23
$\theta_7$	3.05	2.15	1.87	0.14
$\Delta\theta_{interférence}$	<b>1.58</b>	<b>1.31</b>	<b>0.94</b>	<b>0.48</b>

Dans les figures V.9 et V.10 on montre, respectivement, l'évolution de l'écart type (qui présente 51 mutations) et la fonction de coût, en fonction du nombre d'itérations. La fonction de coût atteint rapidement sa valeur optimale (après quelques dizaines d'itérations).



*Figure V. 9 : Evolution de l'écart type (SD) en fonction du nombre d'itérations, pour le troisième exemple (51 mutations).*



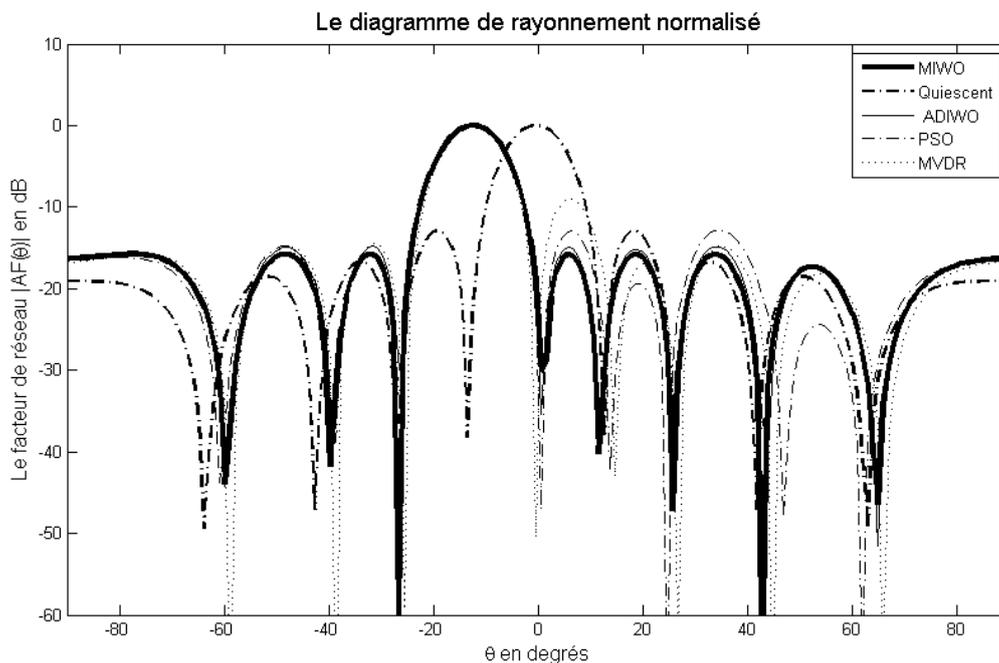
*Figure V. 10 : Evolution de la fonction de coût, en fonction du nombre d'itérations, pour le troisième exemple.*

**Exemple 04 : SNR=30 dB et sept interférences**

Toujours dans le but de tester la puissance de notre méthode d'optimisation, dans cet exemple, nous augmentons le SNR à 30 dB en gardant le nombre d'interférences égal à 7.

Les résultats obtenus, à savoir le diagramme de rayonnement optimal, les excitations correspondantes et les précisions  $\Delta\theta$ , sont présentés dans la figure V.11, le tableau V.8 et le tableau V.9 respectivement. Les précisions sur l'orientation du lobe principal ( $1.56^\circ$ ) et des interférences ( $0.5^\circ$  à  $1.83^\circ$ ) sont acceptables en comparaison avec les trois exemples précédents, mais en général, la qualité de la précision a diminué. Cette diminution est attribuée à l'augmentation du nombre des interférences dans l'environnement.

Le lobe principal est orienté vers la direction  $\theta_0 = -11^\circ$  avec une précision  $\Delta\theta_0 = 1.56^\circ$ . Les directions des sept interférences ( $\theta_1 = -58^\circ$ ,  $\theta_2 = -38^\circ$ ,  $\theta_3 = -25^\circ$ ,  $\theta_4 = 0^\circ$ ,  $\theta_5 = 27^\circ$ ,  $\theta_6 = 44^\circ$ ,  $\theta_7 = 65^\circ$ ) ont des profondeurs respectives de (-44 dB, -41.77 dB, -63.91 dB, -30.16 dB, -47.15 dB, -64.37 dB, -46.35 dB). Les précisions  $\Delta\theta_n$  sont données dans le tableau V.9.



**Figure V. 11 : Diagrammes de rayonnement optimaux obtenus, pour l'exemple 4, par MIWO (ligne solide), PSO (ligne en tirets pointillés), ADIWO (ligne solide fine), MVDR (en pointillés) et diagramme quiescent (en tirets pointillés gras).**

Tableau V.8 : Poids d'excitation optimaux pour l'exemple 4.

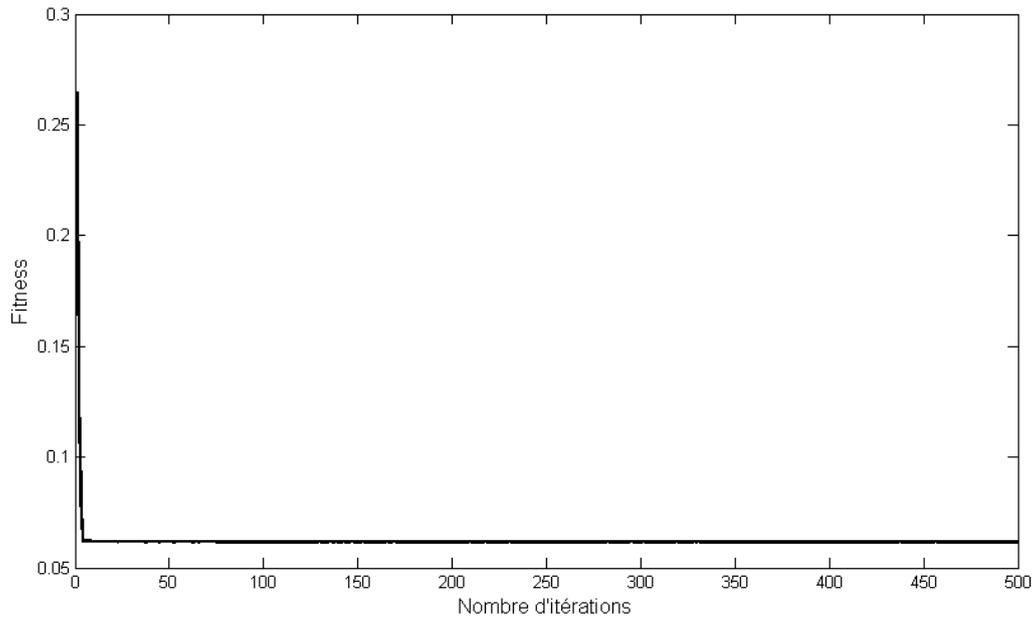
n	W(ADIWO)	W(PSO)	W(MVDR)	W(MIWO)
1	-0.881 + j0.566	-1.000 + j0.694	-1.101 + j0.943	-0.8145 + j0.4906
2	-0.282 + j0.739	-0.367 + j1.000	-0.425 + j1.169	-0.2722 + j0.6866
3	0.256 + j0.823	0.344 + j1.000	0.202 + j1.207	0.2289 + j0.8195
4	0.826 + j0.633	1.000 + j1.000	0.841 + j0.921	0.8052 + j0.6115
5	1.000 + j0.0	1.000 + j0	1.000+j0	1.000+j0
6	0.826 - j0.633	1.000 - j1.000	0.841 - j0.921	0.8052 - j0.6115
7	0.256 - j0.823	0.344 - j1.000	0.202 - j1.207	0.2289 - j0.8195
8	-0.282 - j0.739	-0.367 - j1.000	-0.425 - j1.169	-0.2722 - j0.6866
9	-0.881 - j0.566	-1.000 - j0.694	-1.101 - j0.943	-0.8145 - j0.4906

Malgré l'augmentation du rapport  $SNR$ , la valeur de 17.12 dB, obtenue pour le rapport  $SINR$  est très acceptable. En plus, le niveau des lobes secondaire (SLL) obtenu est meilleur que ceux obtenus avec toutes les autres techniques. En effet, on obtient -15.78 dB pour MIWO, -14.82 dB pour ADIWO, -12.87 pour PSO et -9.02 pour la technique MVDR.

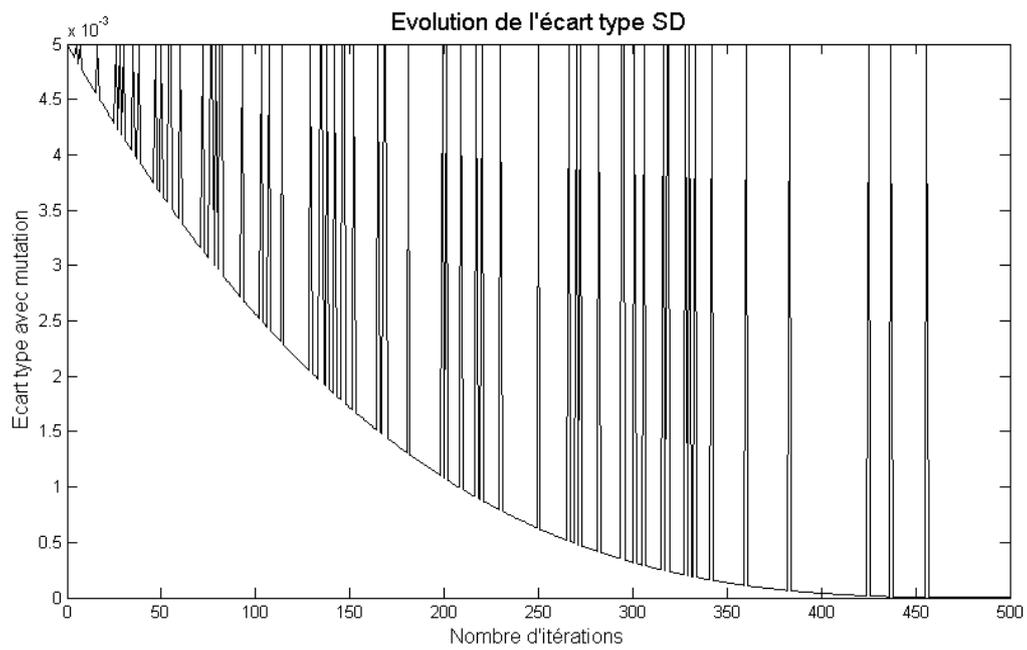
Tableau V.9 : Statistiques des résultats optimaux pour l'exemple 4 (résultats extraits de la figure V.11).

La direction	$\Delta\theta$ (MIWO) en°	$\Delta\theta$ (ADIWO) en°	$\Delta\theta$ (PSO) en°	$\Delta\theta$ (MVDR) en°
$\theta_0$	1.56	1.56	1.56	1.56
$\theta_1$	1.83	1.83	2.83	0.82
$\theta_2$	1.72	0.71	0.71	0.71
$\theta_3$	1.64	1.64	1.64	0.64
$\theta_4$	0.50	0.50	0.50	0.50
$\theta_5$	1.36	1.36	2.36	1.36
$\theta_6$	1.27	0.27	2.76	0.74
$\theta_7$	0.14	0.14	0.14	0.14
$\Delta\theta_{interférence}$	<b>1.20</b>	<b>0.92</b>	<b>1.56</b>	<b>0.70</b>

Pour terminer l'étude de cet exemple, l'évolution de la fonction de coût (en dB) en fonction du nombre d'itérations est présentée dans la figure V.12. On peut constater que la convergence est rapide et ne demande que quelques dizaines d'itérations, ce qui prouve que cette technique est très efficace pour la formation adaptative de faisceaux. L'évolution de l'écart type (SD), en fonction du nombre d'itérations, est montrée dans la figure V.13 où plus de 62 mutations sont distribuées le long des 500 itérations. On peut voir que la majorité des mutations se trouvent dans les 250 premières itérations, à cause de la diminution itérative de la probabilité de mutation.



*Figure V. 12 : Variation de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations.*



*Figure V. 13 : Variation de l'écart type (SD), en fonction du nombre d'itérations (62 mutations).*

## V.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un formateur de faisceaux (*beamformer*) en utilisant la technique proposée (MIWO) qui a été présentée, en détail, dans les deux chapitres précédents. Cette technique est basée sur l'hybridation entre la technique IWO classique et le mécanisme de mutation utilisé dans la méthode des algorithmes génétiques. La formation de faisceaux (*beamforming*) exige la connaissance des différentes directions d'arrivée des signaux reçus (le signal utile et les interférences) par le réseau d'antennes linéaire.

Nous avons effectué une étude comparative entre notre technique et d'autres techniques de la littérature (ADIWO, PSO et MVDR), pour différentes valeurs du rapport *SNR* et différents nombres d'interférences afin de tester la robustesse et la rapidité de convergence de la méthode. Les résultats obtenus sont très encourageants et montrent que la technique MIWO s'avère très utile et très efficace dans l'optimisation des réseaux d'antennes intelligentes et la formation adaptative de faisceaux.

Malgré la grande capacité de la technique MVDR à orienter le lobe principal vers la direction du signal utile et à intercaler les zéros vers les directions des interférences, sa grande défaillance réside dans la suppression des lobes secondaires. Quant à la technique PSO, son principal inconvénient est que, dans certains cas, elle ne suit pas parfaitement la direction du signal utile.

Les résultats obtenus par la technique des mauvaises herbes montrent qu'elle peut constituer un bon formateur de faisceaux alternatifs. En effet, le formateur MIWO a prouvé sa capacité à bien orienter le lobe principal vers la direction utile et à décaler les zéros vers les directions des interférences. Cette performance est réalisée moyennant un compromis entre un niveau SLL très bas et un rapport *SINR* acceptable.

# Conclusion générale

## Conclusion générale

Dans cette thèse, nous avons étudié le problème de conception d'un réseau d'antennes intelligent. Cette conception permet d'optimiser un diagramme de rayonnement avec quelques caractéristiques privilégiées telles que l'orientation du lobe principal vers la direction du signal utile, l'intercalation des zéros vers les directions des interférences et la réduction du niveau des lobes secondaires. Ce problème de conception nécessite une méthode d'optimisation robuste pouvant éviter la convergence prématurée, vers des optimaux locaux, de la fonction de coût. L'annulation de certaines directions permet d'éviter la réception des signaux parasites. Ceci contribue à améliorer le rapport *SINR* et, par conséquent, à augmenter la capacité totale du système de communication sans avoir besoin d'ajouter un spectre additionnel. La méthode de conception développée est basée sur la méthode des mauvaises herbes dans la nature IWO (invasive weeds optimisation).

Au cours de ce travail, nous avons développé une nouvelle approche de synthèse des réseaux d'antennes dénommée MIWO ou IWO modifiée. Cette méthode appartient à la famille des méthodes stochastiques qui sont plus robustes que les algorithmes déterministes et présente beaucoup d'avantages tels que : la simplicité de mise en œuvre, la facilité de rechanger ses paramètres, la particularité de ne requérir que peu d'informations sur la fonction d'évaluation et la capacité de détecter, simultanément, plusieurs optima locaux, proches de l'optimum global. Les performances des différents types de la méthode IWO sont liées aux choix de la valeur optimale de l'écart type, pour chaque itération.

La méthodologie de la synthèse, entreprise dans ce travail (en utilisant MIWO), s'est déroulée en trois grandes étapes :

- D'abord, nous avons fait varier les poids d'alimentation (amplitude et phase) d'un réseau d'antennes linéaire, de manière à obtenir un diagramme de rayonnement avec des faisceaux de forme cosécante et un niveau des lobes secondaires (SLL) inférieur à -25 dB. La distance inter-éléments a été fixée à  $0.5\lambda$  pour éviter l'effet du couplage mutuel. Pour valider la technique proposée et évaluer ses performances, nous avons comparé nos résultats à ceux obtenus par deux autres méthodes de la littérature.

- Ensuite, nous avons synthétisé un réseau d'antennes linéaire non-uniforme en agissant sur la distance inter-éléments afin de produire un diagramme de rayonnement répondant aux exigences du concepteur (la suppression des lobes secondaires et l'annulation des directions des interférences). Ce type de synthèse est plus compliqué que celui présenté dans la première étape. La difficulté provient du fait que le paramètre à optimiser (distances inter-éléments) se trouve sous le cosinus ; ce qui fait de cette optimisation un problème non-linéaire. Les résultats obtenus ont montré que la technique proposée est la plus performante, en comparaison aux quatre algorithmes d'optimisation de la littérature PSO, ACO, CLPSO et IWO standard.
- Enfin, une synthèse d'un réseau d'antennes adaptatif a été développée. Dans ce type de conception, nous avons fixé le nombre d'éléments, le rapport  $SNR$  et la distance inter-éléments puis nous avons agi sur les poids d'alimentation (partie réelle et imaginaire) afin d'aboutir à un diagramme de rayonnement ayant un niveau de lobes secondaires réduit et un rapport  $SINR$  très grand. Ceci a permis d'orienter le lobe principal vers la direction utile  $\theta_0$  et intercaler les zéros vers les directions des interférences. Généralement, les angles d'arrivée sont calculés par des techniques d'estimation telles que MUSIC, ESPRIT et SAGE mais dans notre cas, ces angles sont ceux donnés par le concepteur. Ce type de procédure est appelé "formation des faisceaux" ou "beamforming". La validation des résultats obtenus par la méthode de synthèse proposée a été faite par comparaison avec les résultats des techniques bien connues dans la littérature (ADIWO, PSO et MVDR) pour différentes valeurs de  $SNR$  et différents nombres des interférences. Cette comparaison a permis de montrer la robustesse de notre méthode et sa rapidité de convergence qui font de la technique MIWO une méthode performante et efficace, pour la synthèse des antennes intelligentes.

A l'issue de ce travail, de nombreuses perspectives peuvent être envisagées, telles que :

- La possibilité d'introduire le couplage mutuel dans le calcul.
- L'extension du diagramme d'élément utilisé, en effectuant la multiplication des diagrammes.
- L'implémentation de la technique MIWO sur une plateforme électronique dédiée à la mise en œuvre des antennes intelligentes (circuit FPGA).

- L'utilisation de MIWO dans le remplissage d'une base de données concernant le *beamforming* pour faire l'apprentissage des réseaux de neurones qui sont plus adaptés aux antennes intelligentes.

# LISTES DES PUBLICATIONS ET DES COMMUNICATIONS

## Publications

- [1] EL Hadi Kenane, Farid Djahli, Arres Bartil, “*Synthesis of Cosecant Linear Antenna Array Pattern Using a Novel Modified Invasive Weeds Optimization*”, *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 21, no. 5, pp. 86-89, 2015.
- [2] EL Hadi Kenane, Farid Djahli, “*Optimum Design of Non-Uniform Symmetrical Linear Antenna Arrays Using a Novel Modified Invasive Weeds Optimization*”, *Archives of Electrical Engineering*, vol. 65, no. 1, pp. 5-18, 2016.

## Communications

- [1] EL Hadi Kenane, Farid Djahli, “*A Synthesis of Phased Array Antennas for Low Side Lobe Level Using Genetic Algorithms*”, *Proceedings of the International Conference on Modeling and Simulation (MS'07 Algeria) July 2 - 4, Algiers, Algeria 2007*.
- [2] EL Hadi Kenane, Farid Djahli, “*Performance Analysis of Optimum LMS Beamformers for Adaptive Equalizer of Smart Antennas System*”, *International Conference On Systems And Processing Information May 2-4, 2009, Guelma, Algeria 2009*.
- [3] EL Hadi Kenane, Farid Djahli, Christophe Dumond, “*A Novel Modified Invasive Weeds Optimization for Linear Array Antennas Nulls Control*”, *4<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering (ICEE'2015), Boumerdes, 13-15 December, Algeria 2015*.
- [4] EL Hadi Kenane, Farid Djahli, Christophe Dumond and Rafik Labdani “*A Novel Adaptive Beamforming using Modified Invasive Weeds Optimization for Linear Array Antennas Nulls Control*”, *2<sup>nd</sup> International Conference on Pattern Analysis and Intelligent Systems (PAIS'2016), Khenchela, 16-17 November, Algeria 2016*.

# Bibliographie

## Bibliographie

- [1] C. Braithwaite and M. Scott, "*UMTS Network Planning and Development: Design and Implementation of the 3G CDMA Infrastructure*", Elsevier Newness publications, 1<sup>st</sup> Edition, 2004.
- [2] G. H. Hang and T. I. Dayharsh, "*Land-Mobile Radio Communication Channel Occupancy, Waiting Time and Spectrum Saturation*", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 19, no. 3, pp. 281 – 284, 1977.
- [3] H. Holma and A. Toskala, "*WCDMA for UMTS — Radio Access for Third Generation Mobile Communications*", 2<sup>nd</sup> Edition, Wiley, Aug. 2002.
- [4] J. H. Sarker, S. J. Halme and M. Rinne, "*Performance Analysis of GSM Traffic Channel Capacity With (out) High Speed Circuit Switched Data*", 52<sup>nd</sup> Vehicular Technology Conf. (VTC), vol. 4, pp. 1603-1609, 2000.
- [5] J. H. Winters, "*Smart Antennas for Wireless Systems*", IEEE Pers. Commun., vol. 5, no. 1, pp. 23–27, Feb. 1998.
- [6] L. C. Godara, "*Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-forming and Direction-of-Arrival Considerations*", Proc. of the IEEE, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, Aug. 1997.
- [7] Y. Nakagawa, T. Fukagawa, T. Kishigami, M. Hasegawa, A. Kanazawa and H. Tsuji, "*A Study on the Configuration of Adaptive Array Antenna Equipment and the Performance of DOA Estimation and Beam Forming in an Anechoic Chamber*", International Symposium on Antennas Propag., vol. 3, pp. 923-926, Japan, Aug. 2000.
- [8] R. O. Schmidt, "*Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.
- [9] C. A. Balanis and P. I. Ioannides, "*Introduction to Smart Antennas*", Morgan & Claypool Publishers' series, 2007.
- [10] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "*Smart Antennas for Wirless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications*", Prentice Hall, N.Y., USA, 1999.

- [11] J. Litva and T. K. Lo, "*Digital Beamforming in Wireless Communications*", Artech House, 1996.
- [12] H. J. Moody, "*The Systematic Design of the Butler Matrix*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 12, no. 6, pp.786-788, Nov. 1964.
- [13] F. Casini, R. V. Gatti, L. Marcaccioli and R. Sorrentino, "*A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-forming Networks*", in 2007 European Microwave Conference EURAD, pp. 1511–1514, Nov. 2007.
- [14] A. Rahimian and A. Rahimian, "*Enhanced RF Steerable Beamforming Networks Based on Butler Matrix and Rotman Lens for ITS Applications*", in 2010 IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON), pp. 567–572, 2010.
- [15] F. E. Fakoukakis, S. G. Diamantis, A. P. Orfanides and G. A. Kyriacou, "*Development of an Adaptive and a Switched Beam Smart Antenna System for Wireless Communications*", J. Electromagn. Waves Appl., vol. 20, no. 3, pp. 399–408, 2006.
- [16] A. Gottvald, K. Preis, C. Magele, O. Biro and A. Savini, "*Global Optimization Methods for Computational Electromagnetics*", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 28, no.2, pp. 1537-1540, Mar. 1992.
- [17] S. Karimkashi and A. Kishk, "*Invasive Weed Optimization and its Features in Electromagnetics*", IEEE Trans. Antenna Propag., vol. 58, no. 4, pp. 1269-1278, 2010.
- [18] R. L. Haupt and D. H. Werner, "*Genetic Algorithms in Electromagnetics*", IEEE press by John Wiley & sons, New Jersey, 2007.
- [19] J. Robinson and Y. Rahmat-Samii, "*Particle Swarm Optimization in Electromagnetics*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 52, no. 2, pp. 397-407, Feb. 2004.
- [20] A. D. Brown, "*Electronically Scanned Arrays: Matlab Modeling and Simulation*", CRC press, Taylor & Francis group, 2012.
- [21] A. R. Mehrabian and C. Lucas, "*A Novel Numerical Optimization Algorithm Inspired from Weed Colonization*", Ecology Information, vol. 1, n. 4, pp. 355-366, 2006.

- [22] V. Mishral and G. Chaitanya, "*Analysis of LMS, RLS and SMI Algorithm on the Basis of Physical Parameters for Smart Antenna*", conf. on IT in Busniss, Industry and Government, CSIBIG, pp. 1-4, Mar. 2014.
- [23] O. Norklit and J. B Anderson, "*Mobile Radio Environments and Adaptive Arrays*", 5<sup>th</sup> IEEE Int.. Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 2, pp. 725-728, Netherlands, Sept. 1994.
- [24] G. V. Tsoulos, "*Smart Antennas for Mobile Communication Systems: Benefits and Challenges*", Electronics and commun. Eng. J., vol. 11, no. 2, pp. 84-94, Apr. 1999.
- [25] H. Fujii, T. Asai and T. Ohya, "*Optimum Weighting for Adaptive Array Antennas Under Spectrum Sharing Environments*", 71<sup>st</sup> Conf. on Vehicular Technology (VTC 2010), pp.1-5, 2010.
- [26] R. Kawitkar, "*Issues in Deploying Smart Antennas in Mobile Radio Networks*", Int. J. Electrical, Computer, Energetic, Electronic Commun. Eng., vol. 2, no. 5, pp. 792-797, 2008.
- [27] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco and B. Uguen, "*Ultra-Wideband Radio Propagation Channels: A Practical Approach*", John Wiley & Sons, 2008.
- [28] F. B. Gross, "*Smart Antennas for Wireless Communications with MATLAB*", McGraw-Hill Companies, 2005.
- [29] J. Hansen, "*An Analytical Calculation of Power Delay Profile and Delay Spread With Experimental Verification*", IEEE Commun. Lett., vol. 7, no. 6, pp. 257-259, Jun. 2003.
- [30] T. Iwamatsu, M. Umeda and K. Wakasugi, "*Configurations and Performance Evaluations for a Long-Delay Multipath Interference Based on the Combinational Use of an Adaptive Array Antenna and Multipath Equalizers*", Conf. on Advanced Technologies for Communications (ATC), pp. 239 - 243, Vietnam, Aug. 2011.
- [31] J. K. Cavers, "*Mobile Channel Characteristics*", Kluwer academic publishers, 2002.
- [32] S. S. Jeng, G. T. Okamoto, G. Xu, H. P. Lin and W. J. Vogel, "*Experimental Evaluation of Smart Antenna System Performance for Wireless Communications*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 46, no. 6, pp.749-757,1998.
- [33] J. Li and P. Stoica, "*Robust Adaptive Beamforming*", John Wiley & Sons, 2006.

- [34] J. Zouhair, "*Conception d'une Antenne Intelligente à Faisceau Commutable Assistée par un Système de Localisation des Mobiles*", Mémoire de maîtrise électronique de l'École de technologie supérieure, Montréal, 2008.
- [35] K. Hettak, "*Conception et Réalisation d'Antennes Intelligentes*", Rapport annuel d'activités LRTS, 1998-1999.
- [36] R. Ghayoula, "*Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones*", Thèse de Doctorat de l'Université de Tunis El Manar, Déc. 2008.
- [37] N. Fadlallah, "*Contribution à l'Optimisation de la Synthèse du Lobe de Rayonnement pour une Antenne Intelligente. Application à la Conception de Réseaux à Déphasage*", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mai. 2005.
- [38] P. Cardieri and T. S. Rappaport, "*Application of Narrow-Beam Antennas and Fractional Loading Factor in Cellular Communication Systems*", IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 50, no. 2, pp. 430-440, Mar. 2001.
- [39] Q. Wu, K. M. Wong and R. Ho, "*Fast Algorithm for Adaptive Beamforming of Cyclic Signals*", IEE Proc. - Radar, Sonar Navig., vol. 141, no. 6, pp. 312 – 318, 1994.
- [40] P. W. Howells, "*Intermediate Frequency Sidelobe Canceller*", Technical report, US patent, May 1959.
- [41] S. P. Appelbaum, "*Adaptive Arrays*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 24, no. 5, pp.585-598, Sept.1976.
- [42] M. Mouhamadou, "*Contribution au Développement et à l'Optimisation d'un Démonstrateur d'Antennes Adaptatives Applications à des Systèmes de Communications sans Fil Haut Débit : WiMax*", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2007.
- [43] A. El-zooghby, "*Smart Antenna Engineering*", Artech House, 2005.
- [44] A. U. Bhoje and P. L. Perini, "*An Overview of Smart Antenna Technology for Wireless Communication*", Aerospace Conf., IEEE proc., vol. 2, pp. 875-883, USA, Mar. 2001.
- [45] M. T. Ma, "*Theory and Application of Antenna Arrays*", John Wiley & Sons, 1974.

- [46] B. K. Lau and Y. H. Leung, "*Optimum Beamformers for Uniform Circular Arrays in a Correlated Signal Environment*", Conf. on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP), vol. 5, pp. 3093-3096, Turkey, Jun. 2000.
- [47] A. M. Flashy, A. V. Shanthi, "*Microstrip Circular Antenna Array Design for Radar Applications*", Conf. on Information Communication and Embedded Systems (ICICES), pp. 1-5, India, 2014.
- [48] L. C. Godara, "*Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations*", Proc. of the IEEE, vol. 85, no. 7, pp. 1031-1060, 1997.
- [49] C. A. Balanis, "*Antenna Theory, Analysis and Design*", Wiley, New York, 3<sup>rd</sup> Ed., 2005.
- [50] K. E. Lonngren and S. V. Savov, "*Fundamentals of Electromagnetics with Matlab*", SciTech, 2005.
- [51] W. H. Kummer, "*Basic Array Theory*", Proc. of the IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 127-140. Jan. 1992.
- [52] S. E. El-Khamy, M.A. Lotfy, M. H. Ramadan, A. A. El-Tayeb, "*Thinned Multi Ring Arrays Using Genetic Algorithms*", 18<sup>th</sup> Proc. of National Radio Science Conf. (NRSC), vol. 1, pp.113-121, 2001.
- [53] Summary of Technical Information,  
[http://www.pns.by/downloadfiles/brands/kathrein/articles/Summary of Technical Information.pdf](http://www.pns.by/downloadfiles/brands/kathrein/articles/Summary%20of%20Technical%20Information.pdf). Date de visite : Juillet 2016.
- [54] B. Allen and M. Ghavami, "*Adaptive Array Systems: Fondamentals and Applications*", John Wiley & Sons, 2005.
- [55] D. M. Pozar, "*The Active Element Pattern*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 42, no. 8, pp. 1176-1178, Aug. 1994.
- [56] M. Chryssomallis, "*Smart Antennas*", IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 42, no. 3, pp. 129-136, 2000.
- [57] Q. Luo, S. Gao and J. T. S. Sumantyo, "*Smart Antennas For Mobile Satellite Communications*", 3rd Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), pp. 104-107, 2014.

- [58] S. Chandran, *"Adaptive Antenna Arrays: Trends and Applications"*, Springer, 2004.
- [59] R. L. Haupt, *"Antenna Arrays: a Computational Approach"*, Wiley- IEEE press, 2010.
- [60] P. Afanasyev et al., *"Multi-beam Luneburg Lens Antenna for Cellular Communications"*, 9<sup>th</sup> European conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, pp. 1-4, May 2015.
- [61] J. Allen, *"A Theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays"*, IRE Trans. Antennas Propag., vol. 9, no. 4, pp. 350-352, 1961.
- [62] N. J. G. Fonseca, *"Printed S-Band 4x4 Nolen Matrix for Multiple Beam Antennas Applications"*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 6, pp. 1673-1678, 2009.
- [63] S. R. Ahmad and F. C. Seman, *"4-Port Butler Matrix for Switched Multibeam Antenna Array"*, Asia-Pacific Conf. on Applied Electromagnetics, APACE, pp. 69-73, Dec. 2005.
- [64] C. Dallomo, T. Monediere, B. Jecko, F. Lamour, I. Wolk and M. Elkael, *"Design and Realization of a 4x4 Microstrip Butler Matrix without Any Crossing in Millimeter Waves"*, Microwave and Optical Technology Lett., vol. 38, no. 6, pp. 462-465, Sept. 2003.
- [65] R. J. Mailloux and H. L. Southall, *"The Analogy between the Butler Matrix and the Neural-Network Direction-Finding Array"*, IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 39, no. 6, pp. 27-32, Dec. 1997.
- [66] H. T. Chou and C. T. Yu, *"Design of Phased Array Antennas with Beam Switching Capability in the Near-Field Focus Applications"*, IET Microwaves Antennas Propag., vol. 9, no.11, pp. 1120- 1127, 2015.
- [67] M. Comisso, *"Beamforming Techniques for Wireless Communications in Low-Rank Channels: Analytical Models and Synthesis Algorithms"*, Thèse de Doctorat de l'Université de Trieste, 2008.
- [68] K. Takao and K. Uchida, *"Beamspace Partially Adaptive Antenna"*, IEE Proc. H- Microwaves, Antennas Propag., vol.136, no. 6, pp. 439-444, 1989.
- [69] H. L. Van-Trees, *"Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV, Optimum Array Processing"*, Wiley, NY, 2002.
- [70] A. Farina, *"Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems"*, Artech House, Norwood, MA, 1992.

- [71] R. J. Vaccaro, "*The Past, Present, and the Future of Underwater Acoustic Signal Processing*", IEEE Signal Process. Mag., vol. 15, no. 4, pp. 21–51, 1998.
- [72] K. Sekihara, S. S. Nagarajan, D. Poeppel and A. Marantz, "*Performance of an MEG Adaptive Beamformer Source Reconstruction Technique in the Presence of Additive Low-Rank Interference*", IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 51, no.1, pp. 90–99, 2004.
- [73] A. Leshem, J. Christou, B.D. Jeffs, E. Kuruoglu and A.J. Van-der-veen, "*Introduction to the Issue on Signal Processing for Space Research and Astronomy*", IEEE J. Selected Topics in Signal Process., vol. 2, no. 5, pp. 609-612, Oct. 2008.
- [74] J. Y. L. Chou, "*An Investigation on the Impact of Antenna Array Geometry on Beamforming User Capacity*", Thèse de Master, Université de Queen, Kingston, Ontario, Mar. 2002.
- [75] S. A. Vorobyov, "*Adaptive and Robust Beamforming*", Academic Press Library in Signal Processing: vol. 3, Array and Statistical Signal Processing, book chapter (Chapter 12), pp. 503-552, 2014.
- [76] K. S. Kiran, "*A Novel Algorithm for Uplink Interference Suppression Using Smart Antennas in Mobile Communications*", Thèse de Master de l'Université de Florida, 2004.
- [77] P. C. Bing-Leung, "*Simulation of Adaptive Array Algorithms for OFDM and Adaptive Vectors for OFDM Systems*", Thèse de Master de l'Université de Virginia, Sept. 2002.
- [78] J. S. Blogh and L. Hanzo, "*Third Generation Systems and Intelligent Wireless Networking - Smart Antenna and Adaptive Modulation*", John Wiley & Sons, New York. 2002.
- [79] L. Shannon, "*Adaptive Equalizers and Smart Antenna Systems*", Thèse de Master de l'Université de Queensland, Australia. 2002.
- [80] W. Orozco-Tupacyupanqui, M. Nakano-Miyatake and H. Perez-Meana, "*A Novel Neural-Fuzzy Method to Search the Optimal Step Size for NLMS Beamforming*", IEEE Latin American Trans., vol. 13, no. 2, pp. 402-408, 2015.
- [81] K. R. Zalawadia, T. V. Doshi and U. D. Dalal, "*Adaptive Beamformer Design Using RLS Algorithm for Smart Antenna System*", Inter. Conf. on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), India, pp. 102-106, 2011.

- [82] Z. D. Zaharis, C. Skeberis, T. D. Xenos and P. I. Lazaridis, "*Design of a Novel Antenna Array Beamformer Using Neural Networks Trained by Modified Adaptive Dispersion Invasive Weed Optimization Based Data*", IEEE Trans. Broadcast., vol. 59, no. 3, pp. 455-460, 2013.
- [83] R. Roy and T. Kailath, "*ESPRIT –Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques*", IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Process., vol. 37, no. 7, pp. 984-995, Jul. 1989.
- [84] A. L. Swindlehurst and T. Kailath, "*A Performance Analysis of Subspace-Based Methods in the Presence of Model Errors, Part 1: The MUSIC Algorithm*", IEEE Trans. Signal Process., vol. 40, no.7, pp. 1758-1774, 1992.
- [85] P. J. Chung and J. F. Bohme, "*Comparative Convergence Analysis of EM and SAGE Algorithms in DOA Estimation*", IEEE Trans. Signal Process., vol. 49, no.12, pp. 2940-2949, 2001.
- [86] J. Gau, W. D. Burnside and M. Gilreath, "*Chebyshev Multilevel Absorber Design Concept*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 45, no. 8, pp. 1286-1293, 2002.
- [87] O. Dabeer and E. Masry, "*Analysis of Mean-Square Error and Transient Speed of the LMS Adaptive Algorithm*", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 48, no. 7, pp. 1873-1894, Jul. 2002.
- [88] R. G. Ayestarán, M. F. Campillo and F. Las-Heras, "*Multiple Support Vector Regression for Antenna Array Characterization and Synthesis*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 9, pp. 2495-2501, Sept. 2007.
- [89] S. J. Orfanidis, "*Electromagnetic Waves and Antennas*", [http:// www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/Book](http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/Book), Date de visite Juin, 2016.
- [90] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, "*Antenna Theory and Design*", New York: Wiley, 1981.
- [91] F. R. Fulginei and A. Salvini, "*Hysteresis Model Identification by the Flock-of-Starlings Optimization*", Int. J. Appl. Electromagn. Mech., vol. 30, no. 3-4, pp. 321-331, 2009.
- [92] B. Basu and G. K. Mahanti, "*Fire Fly and Artificial Bees Colony Algorithm for Synthesis of Scanned and Broadside Linear Array Antenna*", Progress In Electromagnetics Research, Part B, vol. 32, pp. 169–190, 2011.

- [93] L. Pappula and D. Ghosh, "*Linear Antenna Array Synthesis Using Cat Swarm Optimization*", Int. J. Electron. Communications, AEU, vol. 68, no. 6, pp.540-549, 2014.
- [94] L. Merad, F. T. Bendimerad, S. M. Meriah and S. A. Djennas, "*Neural Networks for Synthesis and Optimization of Antenna Arrays*", Radio Engineering Journal, vol. 16, no. 1, pp. 23-30, Apr. 2007.
- [95] S. Vivier, "*Stratégies d'Optimisation par la Méthode des Plans d'Expériences et Application aux Dispositifs Electrotechniques Modélisés par Eléments Finis*", Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, 2002.
- [96] O. Hadji, "*Contribution au Développement de Méthodes d'Optimisation Stochastiques, Application à la Conception des Dispositifs Electrotechniques*", Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, 2003.
- [97] R. L. Haupt, "*An Introduction to Genetic Algorithms for Electromagnetic*", IEEE Antennas Propag. Mag., vol 37, no 2, pp. 7-15, Apr. 1995.
- [98] M. Dorigo, V. Maniezzo and A. Colomi, "*Ant System: Optimization by a Colony of Cooperating Agents*", IEEE Trans. Syst. Man Cybern. Part B, vol. 26, no. 1, pp. 29-41, 1996.
- [99] S. C. Chu and P.W. Tsai, "*Computational Intelligence Based on the Behavior of Cats*", International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol. 3, no. 1, pp. 163–173, Feb.2007.
- [100] A. Ghosh, S. Das, A. Chowdhury and R. Giri, "*An Ecologically Inspired Direct Search Method for Solving Optimal Control Problems with Bezier Parameterization*", Eng. Appl. Artif. Intell., vol. 24, no. 7, pp. 1195–1203, Oct. 2011.
- [101] G. G. Roy, S. Das, P. Chakraborty and P. N. Suganthan, "*Design of Non-Uniform Circular Antenna Arrays Using a Modified Invasive Weed Optimization Algorithm*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 1, pp. 110-118, 2011.
- [102] M. R. Ghalenoiei, H. Hajimirsadeghi and C. Lucas, "*Discrete Invasive Weed Optimization Algorithm Application to Cooperative Multiple Task Assignment of UAVs*", Proc. IEEE, 48th Conf. on Decision and Control, China, pp. 1665-1670, Dec. 2009.

- [103] H. A. Kasdirin, M. Assemgul and M. O. Tokhi, "*Fuzzy Logic Based Controller for a Single-Link Flexible Manipulator Using Modified Invasive Weed Optimization*", IEEE International Conf. on Evolving and Adaptive Intelligent Systems (EAIS), France, Dec. 2015.
- [104] C. Veenhuis, "*Binary Invasive Weed Optimization*", Second World Congress on Nature and Biologically Inspired Computing, IEEE, NaBIC'2010, pp. 449-454, Dec. 2010.
- [105] R. L. Haupt, "*Phase-Only Adaptive Nulling with a Genetic Algorithm*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 45, no. 6, pp. 1009-1015, 1997.
- [106] Z. Zaharis, P. Lazaridis, J. Cosmas, C. Skeberis and T. Xenos, "*Synthesis of a Near-Optimal High-Gain Antenna Array with Main Lobe Tilting and Null Filling Using Taguchi Initialized Invasive Weed Optimization*", IEEE Trans. Broadcast., vol. 60, no. 1, pp. 120-127, Mar. 2014.
- [107] B. Dadalipour, A. R. Mallahzadeh and Z. Davoodi-Rad, "*Application of the Invasive Weed Optimization Technique for Antenna Configurations*", Proc. Loughborough Antennas Propag. Conf., Loughborough, pp. 425-428, Mar. 2008.
- [108] M. Sahraei-Ardakani M. Roshanaei, A. Rahimi-Kian and C. Lucas, "*A study of Electricity Market Dynamics Using Invasive Weed Optimization*", Proc. IEEE Symposium on Computational Intelligence and Games, pp. 276-282, Dec. 2008.
- [109] H. Sepehri-Rad and C. Lucas, "*A Recommender System Based on Invasive Weed Optimization Algorithm*", Proc. IEEE Congress on Evolutionary Computation, pp. 4297-4304, Sep. 2007.
- [110] A. R. Mehrabian and A. Yousefi-Koma, "*Optimal Positioning of Piezoelectric Actuators of Smart Fin Using Bio-Inspired Algorithms*", Aerospace Science & Technology, vol. 11, no. 2-3, pp. 174-182, Mar. 2007.
- [111] K.Y. Hui and K. M. Luk, "*Design of Wideband Base Station Antenna Arrays for CDMA 800 and GSM 900 Systems*", Microwave & Optical Technology Lett., vol.39, no.5, pp. 406-409, 2003.
- [112] L. Beaulieu, "*Etude Paramétrique du Rayonnement d'une Antenne Unipolaire Placée sur une Surface Conductrice Gauche*", Ann. Telecom., vol.32, no.5-6, pp. 179-185, 1977.

- [113] S. J. Kumar, A. Chalcraorty and B. N. Das, "*Scanning of Cosecant Beams Generated by a Tilted Planar Array of Nonisotropic Radiators*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 39, no. 6, pp. 851-854. Jun. 1991.
- [114] A. Kedar, P. N. S. Kutiyal, M. Garg and U. K. Revankar, "*Wide Band Low Profile Linear Microstrip Antenna Array with Cosecant Square-Shaped Beam Pattern*", Microwave & Optical Technology Lett., vol. 49, no. 4, pp. 963-965, Apr. 2007.
- [115] A. Akdagli and K. Guney, "*Shaped-Beam Pattern Synthesis of Equally and Unequally Spaced Linear Antenna Arrays Using a Modified Tabu Search Algorithm*", Microwave & Optical Technology Lett., vol. 36, no. 1, pp. 16-20, Jan. 2003.
- [116] J. Babu and G. S. N. Raju, "*Generation of Cosecant Beams from Circular Arrays*", Int. J. Electron. Commun., AEÜ, vol.67, no. 2, pp. 81– 87, Feb. 2013.
- [117] M. Milijić, A. D. Nešić and B. Milovanović, "*Design, Realization and Measurements of a Corner Reflector Printed Antenna Array with Cosecant Squared-Shaped Beam Pattern*", IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., vol. 15, pp. 421-424, 2015.
- [118] M. J. Dehghani, Z. Karbalaee and M. Mahzon, "*Design of a Wide Band Antenna Array with Cosecant Square Pattern Using Genetic Algorithm*", 20<sup>th</sup> Telecommunications Forum Telfor, Serbia, pp. 564-567, Nov. 2012.
- [119] D. Mandal and A. K. Bhattacharjee, "*Synthesis of Cosec<sup>2</sup> Pattern of Circular Array Antenna Using Genetic Algorithm*", International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems, CODIS, pp. 546-548, 2012.
- [120] M. Milijic, A. Nešic, B. Milovanovic and I. Radnovic, "*Wideband Printed Antenna Array in Corner Reflector with Cosecant Square-Shaped Beam Pattern*", 22<sup>nd</sup> Telecommunications Forum Telfor, Serbia, pp. 780-783, Nov. 2014.
- [121] J. Hirokawa, C. Yamazaki and M. Ando, "*Postwall Waveguide Slot Array with Cosecant Radiation Pattern and Null Filling for Base Station Antennas in Local Multidistributed Systems*", Radio Science, vol. 38, no. 2, pp. 1–7, 2003.
- [122] <http://www.radartutorial.eu/druck/Chapitre1.pdf>, Date de visite: Juin 2016.
- [123] M. Skolnik, "*Introduction to Radar Systems*", Tokyo, McGraw-Hill, 1981.

- [124] M. C. Chang and W. C. Weng, "*Synthesis of Cosecant Array Factor Pattern Using Particle Swarm Optimization*", Proc. of the International Symposium on Antennas & Propagation (ISAP), vol. 2, pp. 948–951, Nanjing, 2013.
- [125] A. K. Behera, A. Ahmad, S. K. Mandal, G. K. Mahanti and R. Ghatak, "*Synthesis of Cosecant Squared Pattern in Linear Antenna Arrays Using Differential Evolution*", Proc. IEEE on Information and Communication Technologies, pp. 1025-1028, 2013.
- [126] E. R. Iglesias and Q. Q. Teruel, "*Linear Array Synthesis Using an Ant Colony Optimization Based Algorithm*", IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 49, no.2, pp. 70-79, 2007.
- [127] M. khodier and C. G. Christodoulou, "*Linear Array Geometry Synthesis with Minimum Side Lobe Level and Null Control Using Particle Swarm Optimization*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 8, pp. 2674-2679, 2005.
- [128] S. K. Goudos, V. Moysiadou, T. Samaras, K. Siakavara and J. N. Sahalos, "*Application of a Comprehensive Learning Particle Swarm Optimizer to Unequally Spaced Linear Array Synthesis with Side Lobe Level Suppression and Null Control*", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 9, pp. 125-129, 2010.
- [129] D. H. Johnson and D. E. Dudgeon, "*Array Signal Processing: Concepts and Techniques*", Prentice Hall PTR, Englewood Cliffs, NJ, 1993.
- [130] A. C. Newell, "*Error Analysis Techniques for Planar Near-Field Measurements*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 36, no. 6, pp. 754-768, 1988.
- [131] A. Ishimaru, "*Theory of Unequally-Spaced Arrays*", IRE Trans. Antennas Propag., vol.10, pp. 691-702, 1962.
- [132] L. Pappula and D. Ghosh, "*Synthesis of Aperiodic Linear Antenna Array Using Multi-Objective Cat Swarm Optimization*", International Conference on Microwave Optical and Communication Engineering (ICMOCE), pp. 231–234, 2015.
- [133] A. Tennant, M. M. Dawoud and A. P Anderson, "*Array Pattern Nulling by Element Position Perturbations Using a Genetic Algorithm*", Electron. Lett., vol. 30, no. 3, pp. 174-176, Feb. 1994.

- [134] K. Chen, Z. He and C. Han, "*A Modified Real GA for the Sparse Linear Array Synthesis with Multiple Constraints*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 7, pp. 2169–2173, 2006.
- [135] G. P. Junker, S. S. Kuo and C. H. Chen, "*Genetic Algorithm Optimization of Antenna Arrays with Variable Inter-Element Spacings*", Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp., Atlanta, GA, pp. 50–53, Jun. 1998.
- [136] J. A. Rodriguez, L. Landesa, J. L. Rodriguez, F. Obelleiro, F. Ares and A. Garcia-Pino, "*Pattern Synthesis of Array Antennas with Arbitrary Elements by Simulated Annealing and Adaptive Array Theory*", Microw. Optical Tech. Lett., vol. 20, no. 1, pp. 48-50, Jan. 1999.
- [137] C. Lin, A. Qing and Q. Feng, "*Synthesis of Unequally Spaced Antenna Arrays by Using Differential Evolution*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 8, pp. 2553-2561, Aug. 2010.
- [138] R. Bhattacharya, T. K. Bhattacharyya and R. Garg, "*Position Mutated Hierarchical Particle Swarm Optimization and its Application in Synthesis of Unequally Spaced Antenna Arrays*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, no. 7, pp. 3174-3181, Jul. 2012.
- [139] N. Jin and Y. Rahmat-Samii, "*Advances in Particle Swarm Optimization for Antenna Designs: Real-Number, Binary, Single-Objective and Multiobjective Implementations*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55. no. 3, pp. 556-567, Mar. 2007.
- [140] B. Q. You, L. R. Cai, J. H. Zhou, and H. T. Chou, "*Hybrid Approach for the Synthesis of Unequally Spaced Array Antennas with Sidelobes Reduction*", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 14, pp. 1569–1572, 2015.
- [141] K. Yang, Z. Zhao, and Q. H. Liu, "*Fast Pencil Beam Pattern Synthesis of Large Unequally Spaced Antenna Arrays*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 2, pp. 627–634, 2013.
- [142] M. Skolnik, J. Sherman and F. Ogg, "*Statistically Designed Density-Tapered Arrays*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 12, no. 4, pp. 408–417, Jul. 1964.
- [143] W. P. M. N. Keizer, "*Linear Array Thinning Using Iterative FFT Techniques*", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 56, no. 8, pp. 2757–2760, Aug. 2008.

- [144] R. L. Haupt, "Thinned Arrays Using Genetic Algorithms", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 42, no. 7, pp. 993–999, Jul. 1994.
- [145] G. K. Mahanti, N. Pathak and P. Mahanti, "Synthesis of Thinned Linear Antenna Arrays with Fixed Sidelobe Level Using Real Coded Genetic Algorithm", Progress In Electromagnetics Research, vol. 75, pp. 319–328, 2007.
- [146] C. A. Meijer, "Simulated Annealing in the Design of Thinned Arrays Having Low Sidelobe Levels", Proc. on Communications and Signal Processing, South Africa, pp. 361-366, 1998.
- [147] V. S. Gangwar, A. K. Singh, E. Thomas and S. P. Singh "Side Lobe Level Suppression in a Thinned Linear Antenna Array Using Particle Swarm Optimization", International Conference on Applied and Theoretical Computing and Communication Technology (iCATccT), pp. 787-790, India, Oct. 2015.
- [148] Ò. Q. Teruel and E. R. Iglesias, "Ant Colony Optimization in Thinned Array Synthesis with Minimum Sidelobe Level", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., Vol. 5, pp. 349–352, 2006.
- [149] A. Razavi and K. Forooghi, "Thinned Arrays Using Pattern Search Algorithms", Progress In Electromagnetics Research, vol. 78, pp. 61–71, 2008.
- [150] H. Ping and L. Yupeng, "An Improved Hybrid Invasive Weed Optimization for Antenna Beamformer", Proc. of the 34<sup>th</sup> Chinese Control Conference, Hangzhou, China. pp. 4813-4817, Jul. 2015.
- [151] S. Pal, A. Basak, S. Das and A. Abraham, "Linear Antenna Array Synthesis with Invasive Weed Optimization Algorithm", International Conference of Soft Computing and Pattern Recognition, pp. 161-166, 2009.
- [152] Z. D. Zaharis, C. Skeberis and T. D. Xenos, "Improved Antenna Array Adaptive Beamforming with Low Side Lobe Level Using a Novel Adaptive Invasive Weed Optimization Method", Progress In Electromagnetics Research, vol. 124, pp. 137-150, 2012.
- [153] S. Bellofiore, J. Foutz, C. A. Balanis and A. S. Spanias, "Smart Antenna System for Mobile Communication Networks Part 2: Beamforming and Network Throughput", IEEE Antenna Propag. Mag., vol. 44, no. 4, pp. 106–114, 2002.

- [154] R. M. Shubair and A. Hakam, "*Adaptive Beamforming Using Variable Step-Size LMS Algorithm with Novel ULA Array Configuration*", Proc. IEEE ICCT2013, pp. 650-654, 2013.
- [155] V. K. Garg, S. R. Laxpati and D. Wang, "*Use of Smart Antenna System in Universal Mobile Communications Systems (UMTS)*", IEEE Antenna Wireless Propag. Lett., vol. 3, pp. 66–70, 2004.
- [156] Z. D. Zaharis and T. V. Yioultsis, "*A Novel Adaptive Beamforming Technique Applied on Linear Antenna Arrays Using Adaptive Mutated Boolean PSO*", Progress In Electromagnetics Research, vol. 117, pp. 165-179, 2011.
- [157] M. Roshanaei, C. Lucas, A. R. Mehrabian, "*Adaptive Beamforming Using a Novel Numerical Optimization Algorithm*", IET Microw. Antennas Propag., vol. 3, no. 5, pp. 765–773, 2009.

## Abstract:

This thesis is devoted to the synthesis of a uniform linear array (ULA) using a novel optimization technique, called Modified Invasive Weeds (MIWO). In the first part of the thesis, we focus on the synthesis of a ULA to achieve an array pattern with a cosecant form, by acting on the feed weight (amplitude and phase) of the array. Then, in a second part, we proceed to the synthesis of a non-uniform array by controlling the inter-element distance in order to achieve a radiation pattern with a low side lobes level and zeros towards interference directions. In the last part, we propose a novel adaptive beamformer using MIWO. The beamforming requires knowledge of the different directions of arrival of the received signals (user and interference) to steer the main lobe in the direction of the user and insert zeros in the directions of interferences, which increases the signal to noise plus interference ratio ( $SINR$ ). The obtained results using MIWO, are compared to those found using other techniques in the literature. These results have proved the robustness of this method and its efficiency as an alternative optimization method in the design of antenna arrays.

**KEY-WORDS:** antenna array, optimization, invasive weeds, adaptive antenna, synthesis, beamforming, smart antenna.

## Résumé :

Cette thèse est consacrée à la synthèse d'un réseau d'antennes linéaire en utilisant une nouvelle technique d'optimisation, appelée méthode des mauvaises herbes modifiée (MIWO). Dans la première partie de la thèse, nous nous intéressons à la synthèse d'un réseau d'antennes uniforme à diagramme de rayonnement de forme cosécante, en agissant sur les poids d'alimentation (amplitude et phase) de ce réseau. Dans une seconde partie, nous procédons à la synthèse d'un réseau non-uniforme en agissant sur la distance inter-éléments afin d'aboutir à un diagramme de rayonnement avec un niveau de lobes secondaires très bas et des zéros orientés vers des directions des interférences. Dans la dernière partie, nous proposons un formateur de faisceaux d'un réseau adaptatif (*Beamformer*) en utilisant la technique MIWO. La formation des faisceaux (*beamforming*) exige la connaissance des différentes directions d'arrivée des signaux reçus (signal utile et les interférences) par le réseau d'antennes, afin d'orienter le lobe principal vers la direction du signal utile et intercaler les zéros vers les directions des interférences et augmenter ainsi le rapport signal à bruit plus interférences ( $SINR$ ). Les résultats de synthèse obtenus par MIWO, comparés à ceux des autres techniques de la littérature, ont prouvé la robustesse de cette méthode et son efficacité dans la conception et l'optimisation des réseaux d'antennes.

**MOTS-CLES :** réseau d'antennes, optimisation, les mauvaises herbes, les antennes adaptatives, synthèse, formation des faisceaux.

## ملخص:

في هذا البحث قمنا بتركيب شبكة من الهوائيات الخطية باستخدام تقنية جديدة، تتمثل في طريقة الأعشاب الضارة المعدلة (ناضم). في الجزء الأول من هذه الرسالة، ركزنا على تركيب شبكة هوائيات خطية لتشكيل نمط إشعاع جيبي الشكل قريب من النمط الأمثل وهذا من خلال تغيير وزن التغذية (السعة والطور) في الشبكة. ثم، في الجزء الثاني، شرعنا في تركيب شبكة غير منتظمة من خلال العمل على المسافة بين العناصر من أجل تحقيق نمط الإشعاع ذو فصوص جانبية منخفضة المستوى مع توجيه الأصفار نحو اتجاهات غير مرغوبة. في الجزء الأخير، اقترحنا تكوين شعاع شبكة مكيف باستخدام تقنية ناضم. تكوين الشعاع يتطلب معرفة اتجاهات مختلف الإشارات الملتقطة من قبل شبكة الهوائيات (الإشارة المفيدة والتداخلات) من أجل توجيه الفص الرئيسي في اتجاه إشارة مفيدة مع إدراج الأصفار باتجاه التداخلات مما يزيد من نسبة الإشارة إلى الضوضاء مع التداخل.

ولقد تمت مقارنة نتائج التوليف المحصل عليها، مع نتائج تقنيات أخرى في المراجع العلمية فأثبتت المقارنة قوة هذه الطريقة المطروحة كبديل نموذجية في مجال تصميم شبكة الهوائيات.

**كلمات مفتاحية :** شبكة هوائيات، تركيب، نمذجة، النمذجة بالأعشاب الضارة، هوائيات ذكية.