

**UNIVERSITE DE LIMOGES**  
**ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé**  
**FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES**

Année : 2005

Thèse N° 18-2005

# **THESE**

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"**

**Spécialité : "Télécommunications"**

**Par**

***Najib FADLALLAH***

**Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente.**

**Application à la conception de réseaux à déphasage**

**Soutenue le 24 Mai 2005 devant la commission d'examen:**

**JURY :**

<b>Monsieur T. MONEDIERE</b>	Président
<b>Monsieur E. CAMBIAGGIO</b>	Rapporteur
<b>Monsieur M. HIMDI</b>	Rapporteur
<b>Monsieur D. BAILLARGEAT</b>	Examineur
<b>Monsieur M. RAMMAL</b>	Examineur
<b>Monsieur P. VAUDON</b>	Examineur

*A mes parents,  
à Amal. FAKIH FADLALLAH  
et à tous ceux que j'aime*

## Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué grâce à une collaboration entre l'équipe RADIOCOM et l'équipe CREAPE. Il s'est déroulé au sein de l'Institut de Technologie du Liban et l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes de Limoges. Je prie les directeurs successifs : Professeur Ali ISMAIL, Directeur de l'IUT- Saida, Alain BARTHELEMY, Directeur de l'IRCOM, Patrick VAUDON, Responsable du D.E.A. d'électronique des hautes fréquences et optoélectroniques ainsi que le Professeur Bernard JECKO, Responsable de l'équipe Electromagnétisme de trouver ici l'expression de ma gratitude pour m'avoir accueilli dans leur laboratoire.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Edmond CAMBIAGGIO, Professeur à l'Université de Nice et à Monsieur Mohamed HIMDI, Professeur à l'Université de Rennes pour avoir accepté de juger ce mémoire en qualité de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, de me faire l'honneur de présider le jury de soutenance.

J'adresse ma profonde reconnaissance à Monsieur Patrick VAUDON, Responsable de DEA, qui a assuré l'encadrement de cette thèse. La confiance qu'il m'a accordée et ses nombreux conseils furent très précieux pour l'accomplissement de ce travail.

Ce travail ne serait rien sans le soutien permanent de Monsieur Mohamed RAMMAL (professeur associé à l'université libanaise- IUT Saida). Je lui exprime ma sincère reconnaissance pour sa disponibilité, ses conseils toujours judicieux et pour ses qualités scientifiques, pédagogiques et humaines.

Je tiens à associer à ces remerciements, Dominique BAILLARGEAT Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ces travaux.

Je tiens aussi à remercier Nadine AYMARD et Patricia LEROY pour leur disponibilité et leur gentillesse. J'adresse un remerciement particulier à François TORRES, à Majed KOUBEISSI et Eric ARNAUD qui m'ont aidé à effectuer les mesures.

Enfin j'adresse un remerciement tout particulier à ma famille, notamment à mon père, à ma mère pour ses soutiens, ses encouragements constants au cours de ces trois années, qui ont toujours cru en moi et pour m'avoir aidé à surmonter des moments difficiles. A mes frères, à mes sœurs et à tous ceux qui auraient été très fiers du chemin parcouru.

# Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I – LES ANTENNES INTERLLIGENTES DANS LES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS MOBILES.....</b>	<b>3</b>
I- Introduction.....	5
II- Le Canal de Propagation.....	6
II.1 Les phénomènes de propagation .....	6
II.1.1 Influence des obstacles sur les signaux.....	6
II.1.2 Les trajets multiples .....	7
III- Les antennes réseaux .....	10
III.1 Principe .....	10
III.2 Cas d'un réseau linéaire à gradient de phase .....	12
IV- Définition des antennes intelligentes .....	13
IV.1 Structure d'une antenne intelligente .....	13
IV.2 Avantages des antennes intelligentes .....	15
IV.2.1 Augmentation de la capacité .....	15
IV.2.1.1 Réduction de la taille du motif (RTM) .....	16
IV.2.1.2 Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS (SDMA, Space Division Multiple Access) .....	18
V- Types des antennes intelligentes .....	19
V.1 Techniques Fixes De Formation De Faisceau (les système à faisceaux commutés – SBA) .....	19
V.1.1 Matrice De Butler .....	20
V.1.2 Matrice De Blass .....	23
V.1.3 Matrice de Nolen .....	25
V.1.4 Autres Techniques de formation fixe de faisceau .....	25
V.1.4.1 Réseau De Wullenweber.....	25
V.1.4.2 La lentille de Rotman.....	26
V.2 Antennes adaptatives .....	29
VI- Formation de voies et annulation d'interférents .....	30
VII- Formation de voies optimales (statistically optimum beamforming).....	32
VII.1 Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile .....	33
VII.2 Technique basée sur un signal de référence .....	33
VII.3 Les algorithmes adaptatifs.....	33
VIII – Conclusion .....	34
Bibliographie .....	35

<b>CHAPITRE II – TECHNIQUE DE SYNTHÈSE DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT AVEC LA PHASE SEULEMENT .....</b>	<b>39</b>
I- Introduction.....	41
II- Recherche d'une méthode de synthèse .....	42
II.1 Champ lointain et diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes.....	42
II.2 Position du problème.....	45
II.3 Critère de choix d'une méthode de synthèse.....	46
II.3.1 Norme d'erreur .....	46
II.3.2 Temps de calcul et précision des résultats obtenus.....	46
II.3.3 Prise en compte des contraintes de réalisation pratiques.....	47
II.3.4 Contraintes sur la fonction synthétisée .....	47
II.3.5 Possibilité de synthétiser des diagrammes de rayonnement réel ou complexe	47
II.4 Elaboration du choix .....	47
III- Théorie de la méthode de synthèse.....	49
IV- Définition du critère d'erreur.....	49
V- Etude des contraintes .....	50
V.1 Contrainte de directivité maximale .....	50
V.2 Formulation du problème de synthèse réelle et en puissance .....	51
V.3 Contraintes sur le courant d'excitation ou sur les positions des éléments.....	53
V.3.1 Contraintes sur le module du courant .....	53
V.3.2 Contraintes sur les positions des éléments .....	53
V.3.3 Possibilité de tenir compte du couplage .....	53
VI- Algorithme de MADSEN [II.13], [II.18] ... [II.24] .....	54
VII-Synoptique du logiciel de synthèse .....	57
VIII- Applications à la synthèse de réseaux linéaires .....	59
IX- Conclusion.....	69
Bibliographie .....	71
<b>CHAPITRE III – APPLICATION DES RESEAUX DES NEURONES A LA SYNTHÈSE DE RESEAUX D'ANTENNES LINEAIRES .</b>	<b>73</b>
I- Introduction.....	75
II- Réseaux de Neurones : Théories fondamentales [III.3] ... [III.8].....	76
II.1 Le neurone biologique.....	77

II.2 Fonctionnement des neurones .....	78
II.3 Le neurone formel (Artificiel).....	78
II.3.1 Le modèle mathématique.....	78
II.3.2 Fonction de transfert .....	80
II.4 Réseaux de neurones artificiels .....	81
II.4.1 Réseaux neuronaux multicouches de type Feed – Forward.....	82
II.4.2 Réseaux récurrents .....	83
II.4.3 Réseaux cellulaires .....	83
II.5 Différents types de réseaux neuronaux multicouches de types Feedforward .....	84
II.5.1 Perceptron multicouche MLP ou réseau ABFNN .....	85
II.5.2 Réseau RBFNN.....	87
II.5.3 Réseau d’ondelettes WNN.....	87
II.6 Les méthodes d’Apprentissage .....	87
II.6.1 Apprentissage supervisé .....	88
II.6.2 Apprentissage non supervisé .....	88
II.7 Les algorithmes d’apprentissage .....	88
II.7.1 Algorithme de la rétro-propagation du gradient non améliorée (GBP : Gradient Backpropagation) .....	89
II.7.2 La rétro-propagation du gradient avec momentum.....	91
II.7.3 Algorithme de la rétro-propagation du gradient à convergence accélérée par l’adaptation du coefficient d’apprentissage.....	92
II.7.4 Algorithme du gradient conjugué CG.....	92
II.7.5 Algorithme du gradient conjugué modifié MCG.....	92
II.7.6 Méthode de Newton.....	93
II.7.7 Méthodes quasi-newtoniennes .....	93
III- Outils numériques d’optimisation – Calculs Opérationnels.....	93
IV- Application de réseaux de neurones à la synthèse de réseau d’antennes linéaires..	94
IV.1. Procédure de développement d’un réseau de neurones .....	94
IV.1.1 Collecte et analyse des données .....	94
IV.1.2 Choix d’un réseau de neurones .....	95
IV.1.3 Base d’apprentissage et Mise en forme des données pour un réseau de neurones.....	97
IV.1.4 Algorithme et paramètres d’apprentissage.....	100
IV.1.5 Validation et résultats de simulation .....	101
V- Comparaison De Synthèse De R. D. N avec SMAART.....	110
VI- Conclusion.....	112
Bibliographie .....	115
<b>CHAPITRE IV – CONCEPTION, REALISATION DE L’ELEMENT RAYONNANT ET ETUDE DE L’EFFET DU COUPLAGE SUR LE RAYONNEMENT DU RESEAU .....</b>	<b>119</b>
I- Introduction.....	121
II- Méthode aux Différences Finies .....	121

II.1 Discrétisation des équations de MAXWELL.....	122
III- Caractérisations théoriques des antennes .....	125
III.1 Impédance d'entrée de l'antenne .....	125
III.2 Coefficient de réflexion .....	126
III.3 Gain et directivité.....	126
III.4 Diagramme de rayonnement .....	127
IV- Caractérisation de la source élémentaire et validation expérimentale.....	128
IV.1 Présentation de la base de mesure .....	128
IV.1.1 Chambre anéchoïde .....	128
IV.1.2 Mesure en adaptation .....	129
IV.1.3 Mesures en rayonnement.....	130
IV.2 Conception et réalisation d'une antenne élémentaire dans la bande GSM.....	132
IV.2.1 Impédance d'entrée et adaptation.....	135
IV.2.2 Diagramme de rayonnement .....	136
V- Effet et prise en compte du couplage.....	137
V.1 Caractérisation du couplage .....	137
V.1.1 Calcul de la matrice $S_{ij}$ .....	139
V.1.2 Caractérisation expérimentale de couplage entre deux éléments .....	140
VI- Etude et prise en compte de l'effet de couplage sur le rayonnement d'un réseau d'antennes.....	141
VII- Validation expérimentale de l'effet de couplage .....	146
VII.1 Antenne réseau .....	146
VII.2 Etude expérimentale de l'effet de couplage sur le rayonnement .....	147
VIII- Conclusion .....	148
Bibliographie .....	149
<b>CHAPITRE V – REALISATION ET MESURE D'UNE ANTENNE RESEAU A     POINTAGE.....</b>	<b>151</b>
I- Introduction.....	153
II- Réalisation d'une antenne réseau à pointage .....	153
II.1 Antenne élémentaire.....	153
II.2 Antenne Réseau.....	155
III- Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement d'un lobe et d'un zéro .....	156
III.1 Lobe et Zéro « dans des zones différentes » .....	156
III.2 Lobe et Zéro « dans la même zone » .....	159
IV- Résultats de mesures des diagrammes de rayonnement de Multi-lobes.....	161
V- Conclusion.....	166

<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>167</b>
<b>ANNEXE I – Matrice de Butler et Transformée de Fourier.....</b>	<b>169</b>
<b>ANNEXE II – Les matrices de covariance.....</b>	<b>171</b>
<b>ANNEXE III .....</b>	<b>173</b>
<b>ANNEXE IV.....</b>	<b>175</b>
<b>ANNEXE V .....</b>	<b>179</b>
<b>ANNEXE VI .....</b>	<b>183</b>
<b>ANNEXE VII – Discrétisation des équations de MAXWELL par la méthode aux différences finies .....</b>	<b>185</b>
<b>ANNEXE VIII – Gains et directivité d’une antenne.....</b>	<b>189</b>
<b>ANNEXE IX – Polarisation du champ rayonné .....</b>	<b>193</b>
<b>Liste des revues et communications.....</b>	<b>197</b>



## **INTRODUCTION GENERALE**

Ces dernières années ont été le témoin d'une évolution sans précédent du marché de télécommunication mobile. Pour faire face à l'augmentation prévisible du nombre des utilisateurs d'une part et à l'augmentation des débits de transmission d'autre part, les futurs réseaux de communications devront mettre en œuvre des techniques de plus en plus évoluées. Plusieurs approches sont possibles et l'une d'entre elles consiste à combiner les signaux reçus par les éléments d'une antenne réseau. Cette méthode de traitement de l'information fait références aux systèmes utilisant des antennes intelligentes. Un des principaux avantages de ces systèmes réside dans l'augmentation potentielle du nombre d'utilisateurs.

L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement à un environnement complexe dont l'interférence est connue à priori. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile.

Ces systèmes reposent sur des antennes réseau, des dispositifs pour calculer les angles d'arrivées et des outils numériques de synthèse qui attribuent des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des techniques de contrôle prédéfinies pour la formation des voies et l'annulation d'interférents. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement grâce à un logiciel de synthèse apte à répondre aux spécifications désirées.

L'objectif de notre étude est d'élaborer une technique de synthèse pour la formation de voies et l'annulation d'interférents qui réponde aux spécifications imposées par le système adaptatif. Une contrainte de temps de calcul nous a conduit à développer un autre outil basé sur les réseaux de neurone afin d'augmenter la vitesse de convergence.

Le premier chapitre de thèse est consacré à la présentation générale des antennes adaptatives avec tous les concepts liés à ces types des antennes (structures, types, techniques de formation de voies, algorithmes...). Nous décrivons ensuite les différentes techniques de commutation de faisceaux tel que la matrice de Butler, Blass...

L'objet du second chapitre est l'élaboration d'un outil de synthèse qui doit permettre la détermination des paramètres du réseau à partir des spécifications imposées sur le diagramme de rayonnement.

Les systèmes d'antennes intelligentes nécessitent en générale un calcul des coefficients du réseau en temps réel ce qui n'est pas possible avec une méthode de synthèse classique. Nous adoptons une nouvelle méthode de synthèse basée sur un modèle de neurone. Le développement de cette méthode est présenté au troisième chapitre. Cet outil présente une grande performance au niveau de sa rapidité de convergence.

La validation expérimentale du concept est présentée en chapitre 4 et 5. Plusieurs configurations possibles des lobes pointés avec des zéros ont été testés et mesurés, et comparés avec les résultats théoriques fournis par les outils de synthèse classique et neuronale

---

---

## **CHAPITRE I**

# **LES ANTENNES INTELLIGENTES DANS LES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS MOBILES**

---

---

- ❑ INTRODUCTION**
- ❑ LE CANAL DE PROPAGATION**
- ❑ LES ANTENNES RESEAUX : PRINCIPES**
- ❑ LES ANTENNES INTELLIGENTES : STRUCTURE, AVANTAGES ET TYPES**
- ❑ TECHNIQUES ET ALGORITHMES DE FORMATIONS DE VOIES**
- ❑ CONCLUSION**



## **I- Introduction**

Les systèmes de radiocommunications actuels sont déployés avec des antennes classiques (omnidirectionnelles, sectorielles ...). Les diagrammes sont déterminés avec précaution de telle sorte que la couverture soit optimale. Cependant, ces diagrammes sont figés et ne peuvent donc pas s'adapter aux conditions de propagation (influence des obstacles, trajets multiples ...). Les antennes intelligentes, basées sur des réseaux d'antennes (linéaire, planaire, circulaire.....), peuvent combiner de manière dynamique les différents signaux et optimiser les bilans de liaison. Celui-ci peut être orienté dans des directions privilégiées pour suivre un mobile tout au long de la communication, pour limiter l'interférence créé par les signaux émis vers ce mobile et pour réduire les niveaux des signaux brouilleurs émis par d'autres mobiles. L'opération est effectuée grâce aux antennes réseaux, et à des techniques de traitement du signal dédiées (calcul d'angle d'arrivée, de pondérations,...) 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.

Il existe deux types de système d'antennes intelligentes, le système à faisceaux commutés où répartiteurs de faisceaux (Switching Beams antenna en anglais) et le système adaptatif. Le principal bénéfice d'un tel système est l'augmentation de la capacité utilisatrice du **système cellulaire**. En effet, la possibilité **d'orienter le faisceau** d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation [I.1], ajouté à la possibilité d'obtenir un où plusieurs faisceaux ayant un **gain** important et une **ouverture à mi-puissance** étroite, permet d'effectuer une **vaste couverture** et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule en minimisant le bruit et les interférences.

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter brièvement, les différents phénomènes agissant sur les systèmes des communications mobiles et les concepts liés aux systèmes des antennes intelligentes. Un survol sur les différentes techniques utilisées dans le domaine de formation de voies sera présenté dans le but de faire une projection sur l'objectif de mes travaux dans les chapitres II et III.

## **II- Le Canal de Propagation**

Le canal de transmission radio- mobile est un des moyens de communication les plus variables et les plus incontrôlables. En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur les ondes radioélectriques sont sujettes aux nombreuses irrégularités de morphologie, de caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité du milieu traversé qui ont un effet de dégradation sur la qualité du signal. Pour cela, les transmissions hertziennes ont pour propriété de fluctuer en temps et en espace, souvent avec des variations très importantes dues à plusieurs phénomènes de propagation.

### **II.1 Les phénomènes de propagation**

#### ***II.1.1 Influence des obstacles sur les signaux***

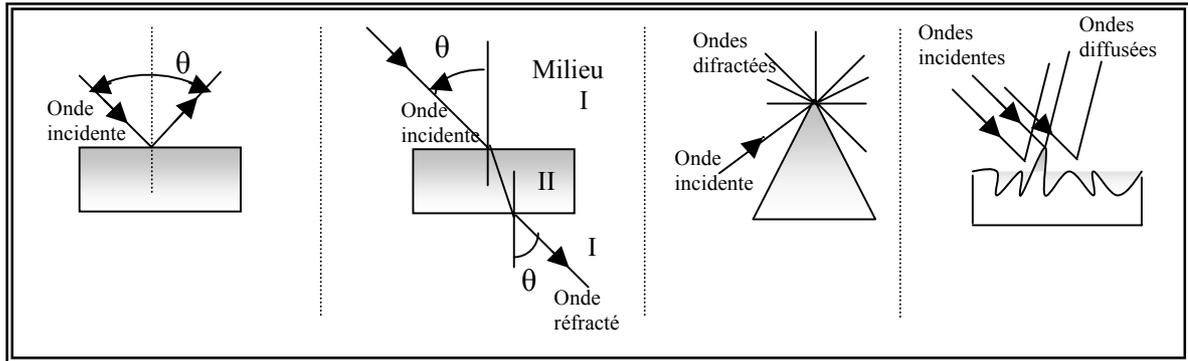
En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. En fonction de la dimension de l'obstacle par rapport à longueur d'onde  $\lambda$ , de sa nature et de sa forme, l'onde sera affectée différemment.

Le premier phénomène, appelé *réflexion spéculaire*, a lieu quand la taille de l'objet réfléchissant est grande et que les irrégularités de surface sont petites vis à vis de  $\lambda$ . La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence.

Le phénomène de *transmission*, encore appelé réfraction, traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle.

La *diffraction* se produit chaque fois qu'une onde rencontre un obstacle au cours de sa propagation.

Reste enfin le phénomène de *diffusion* ou *réflexion diffuse* qui a lieu quand l'onde rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable à  $\lambda$ . Chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous- ondes. Les quatre mécanismes sont illustrés par la (**Figure I.1**).



**Figure I.1: Illustration des mécanismes de propagation**

### **II.1.2 Les trajets multiples**

Le canal de propagation radioélectrique est caractérisé par l'existence de trajets multiples entre une station fixe et une station mobile. Contrairement à d'autres types de transmission (faisceaux hertziens par exemple) où l'on essaye de se placer dans les meilleures conditions, la communication avec les mobiles s'avère plus délicate à cause de la mobilité d'une des extrémités. De plus, le mobile est dans la plupart des cas en non- visibilité directe de la station de base. L'onde radio se propage dans tout l'espace où, suivant le type d'environnement, elle va être réfléchié ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, les ondes réfléchies seront naturellement en nombre beaucoup plus important qu'en zone rurale puisque le nombre de réflecteurs y est plus important. L'onde radio peut se réfléchir sur tout type d'obstacle : montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère.

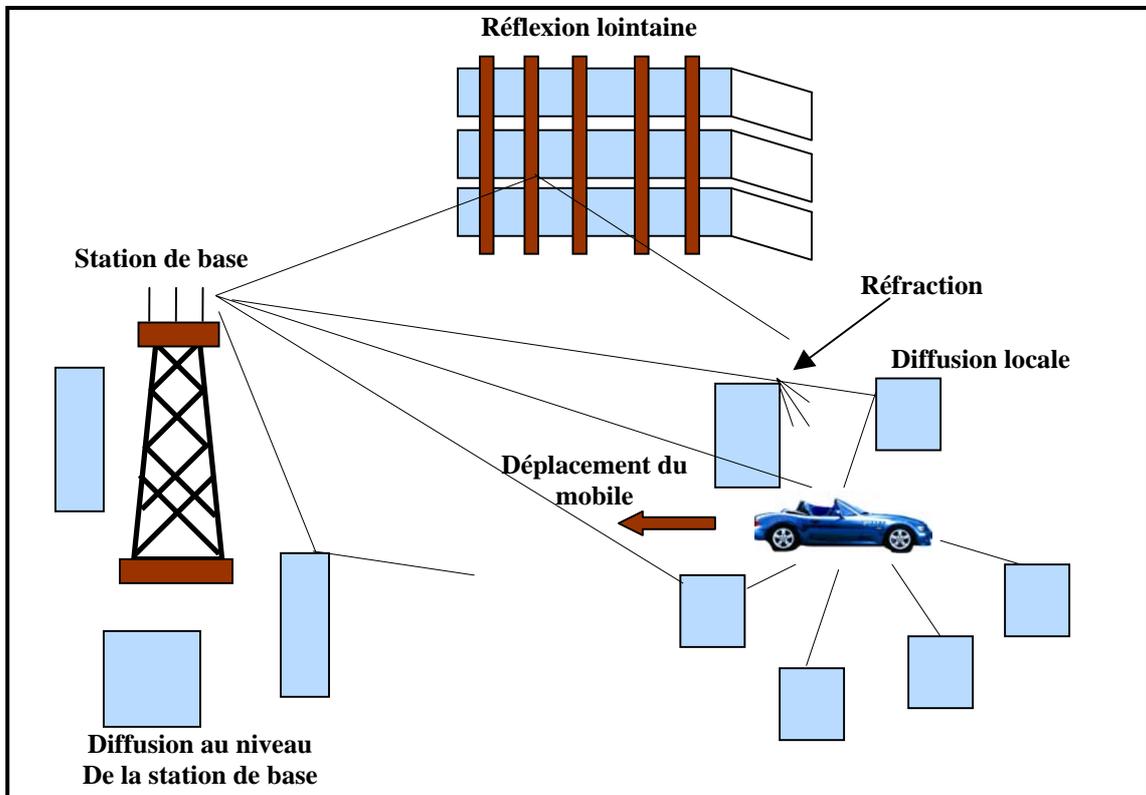
La réflexion sur un bâtiment va dépendre de la hauteur, de la taille, de l'orientation du bâtiment et des directions des trajets dans des zones masquées par des bâtiments ou des reliefs si ces obstacles constituent une sorte de guide d'onde. Dans certains cas, le signal réfléchi est très fortement atténué alors que dans d'autres cas, presque toute l'énergie radio est réfléchié et très peu est absorbée (cas d'un réflecteur quasi parfait).

Les réflexions multiples provoquent donc plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur (*multipath propagation*). Elles ont pour conséquences deux effets, l'un positif et l'autre négatif.

#### **Effet positif des multi- trajets**

Le principal avantage des trajets est de permettre aux communications d'avoir lieu dans les

cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe, (**Figure I.2**). Dans ce cas les trajets multiples permettent aux ondes radio de "franchir" les obstacles (montagnes, bâtiments, tunnels, ..... ) et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio.



**Figure I.2 : Propagation par trajets multiples**

**Aspect négatif des trajets multiples**

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les trois principaux sont :

**1- La dispersion des retards (*delay spread*) :**

Les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct c'est-à-dire qu'ils atteignent l'émetteur plus tard que le trajet direct. Les signaux provenant de la même émission arrivent donc au niveau de l'émetteur avec des retards différents. La dispersion de retard peut être calculée selon la formule simplifiée suivante :

$$\text{Dispersion des retards} = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{C} \quad (I.1)$$

## 2- Evanouissements (ou fading) de Rayleigh

Après réflexion sur un obstacle, l'onde radio peut être altérée en phase et en amplitude. Le phénomène d'évanouissements ou de fading résulte des variations temporelles des phases. Celles-ci peuvent résulter de signaux multiples s'ajoutant de façon destructive au niveau du récepteur. Dans ce cas, le signal reçu résultant sera très faible ou pratiquement nul. Les signaux multiples reçus peuvent également s'additionner de façon constructive et le signal reçu résultant est alors plus puissant que le signal du seul trajet direct.

## 3- Décalage en fréquence (Doppler shift)

L'effet Doppler est un phénomène dû au déplacement de la station mobile par rapport à la station de base. Il entraîne une variation dans la fréquence du signal reçu appelée décalage Doppler.

Ce décalage en fréquence dépend essentiellement de deux facteurs : la direction de déplacement et la vitesse du récepteur par rapport à l'émetteur. En notant  $\lambda$  la longueur d'onde et  $f$  la fréquence de la porteuse utilisée, la fréquence reçue par un récepteur de vitesse relative  $v$  par rapport à l'émetteur est  $f' = f - v/\lambda$ . Prenons par exemple le cas d'un véhicule qui se déplace à la vitesse  $v$  entre deux points X et Y (**Figure I.3**). Pour ces deux positions, le récepteur reçoit une onde provenant de la même source notée S. Celle-ci étant lointaine, l'angle entre la direction d'incidence de la source et la direction de déplacement du récepteur est pratiquement le même pour les deux positions X et Y. La différence de marche  $\delta x$  est telle que :

$$\delta x = (Y-X)\cos\theta = v \cdot \Delta t \cdot \cos\theta \quad (I.2)$$

La différence de phase.  $\Delta\Phi$  est alors :

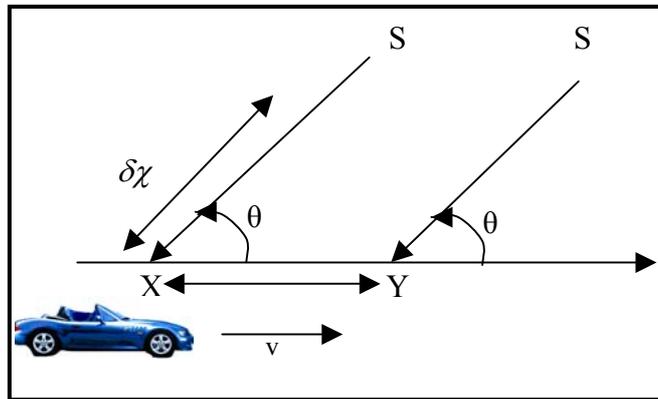
$$\Delta\phi = \left\| \vec{k} \right\| \cdot \delta x = \frac{2\pi}{\lambda} \times v \cdot \Delta t \cdot \cos\theta \quad (I.3)$$

$\vec{k}$  étant le vecteur d'onde. La fréquence Doppler est alors donnée par :

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta = f_c \cdot \frac{v}{c} \cos\theta \quad (I.4)$$

La valeur absolue de la fréquence Doppler est donc maximale lorsque  $\theta$  prend les valeurs 0 ou  $\pi$ , modulo  $2\pi$ . Dans ce cas, on note :

$$f_{d \max} = |f_d|_{\theta=0,\pi} = f_c \cdot \frac{v}{c} \cos \theta \quad (I.5)$$



**Figure I.3 : Illustration de l'effet Doppler**

### **III- Les antennes réseaux**

#### **III.1 Principe**

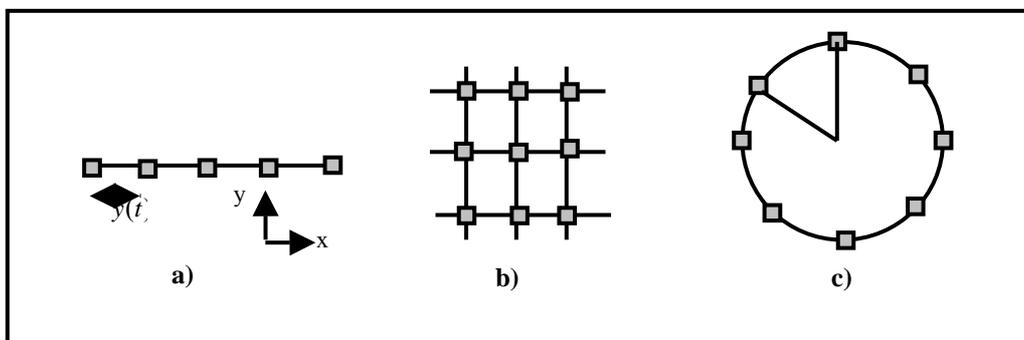
Une antenne réseau est un système constitué d'antennes élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en **amplitude et (ou) phase** avant d'être sommées entre elles. Un dispositif d'alimentation permet de commander les amplitudes et (où) les phases relatives de ces sources.

Grâce à cette commande des sources en amplitude et (ou) phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées. Il sera notamment possible de les conformer localement, par exemple par la création **de plusieurs lobes simultanément** où par la création d'un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence (antennes adaptatives) ou globalement en modelant leur enveloppe (antennes à faisceaux conformés, Switched Beam). La détermination de ces coefficients (amplitude et (ou) phase) nécessite l'utilisation d'un outil numérique de contrôle et de traitement.

Les signaux incidents sur le réseau sont de natures diverses. Nous distinguerons trois types de sources :

- La source utile  $S_0(t)$  que l'on souhaite isoler,
- Les interférents  $S_i(t)$ ,  $i = 1 \dots\dots k$ , qui peuvent être directifs et posséder une signature spatiale ou être diffus. Les interférents dans notre étude seront les autres utilisateurs du réseau et/ou les trajets multiples de la source d'intérêt,
- Le bruit additif (thermique et environnant)  $n(t)$ , qui ne présente pas de directions d'incidence particulière.

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires, (**Figure I.4**). Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. Si on veut rendre un modèle très directif, il est essentiel que les champs interfèrent de manière constructive dans les directions exigées et interfèrent nuisiblement dans l'espace restant.



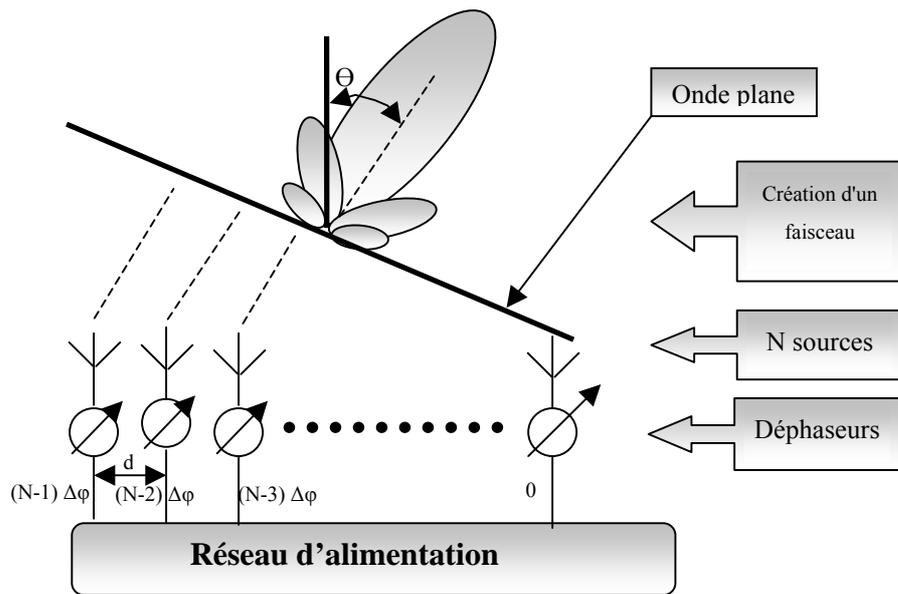
**Figure I.4 : différentes configurations géométriques des réseaux, linéaires (a), planaires (b) et circulaire (c).**

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme global de rayonnement de l'antenne réseau :

- Configuration géométrique réseau (linéaire, circulaire, planaire, volumique)
- Espacement entre les sources
- Amplitude d'excitation pour chaque élément,
- Phase d'excitation pour chaque élément,
- Diagramme de rayonnement
- Polarisation de chaque élément.

### III.2 Cas d'un réseau linéaire à gradient de phase

Un réseau linéaire uniforme est la géométrie le plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux. La (**Figure I.5**) représente un réseau formé de N antennes alignées et séparées par une distance d (distance entre deux éléments). Les éléments sont excités uniformément avec un gradient de phase progressive  $\Delta\varphi$ .



**Figure I.5 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire**

Le champ total en module s'écrit alors :

$$| E_t | = \frac{E_0 I_0}{r} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad \text{avec } \psi = kd \cos\theta + \Delta\varphi \quad (I.6)$$

Facteur Réseau :

$$F = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (I.7)$$

Donc,  $E(\text{total}) = [E(\text{un élément})] \times [\text{Facteur réseau}]$ . Le maximum de rayonnement peut être orienté suivant la valeur  $\Delta\varphi$ .

La direction de rayonnement maximale est donnée par :

$$\cos \theta_0 = -\frac{\lambda \Delta \varphi}{2\pi d} \quad (I.8)$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. La variation de  $\Delta \varphi$  entraîne celle de  $\theta_0$  : *C'est le principe des antennes à balayage électronique.*

## **IV- Définition des antennes intelligentes**

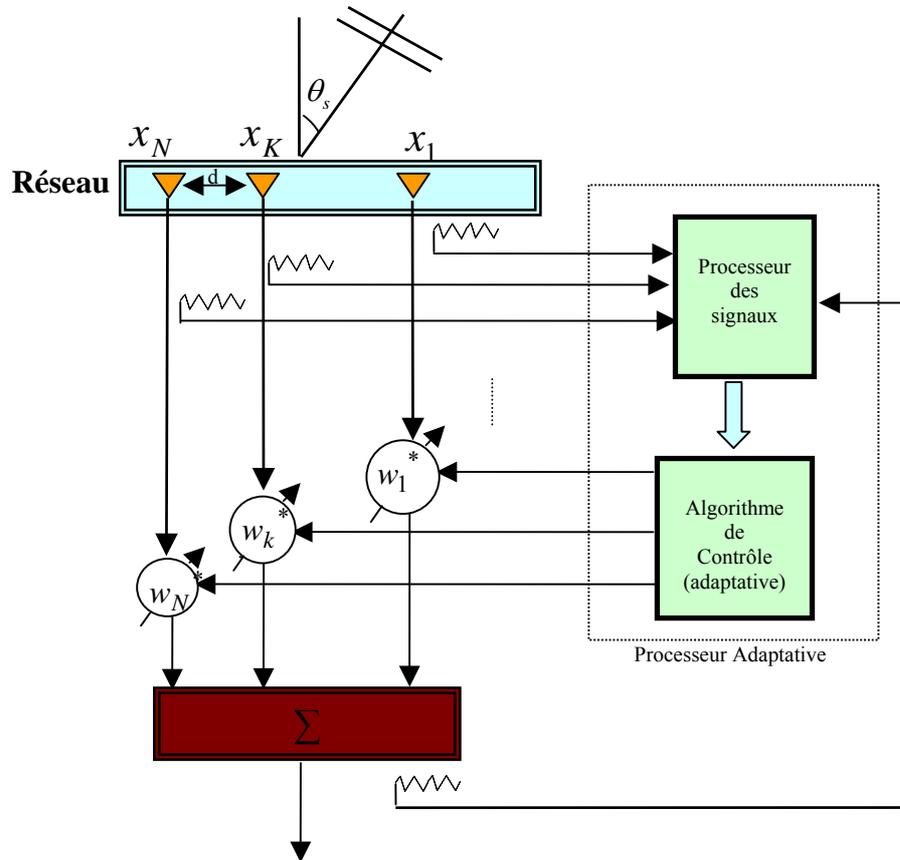
Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) [I.2] entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile [I.3]. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif 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 à 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 [I.4]. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées.

### **IV.1 Structure d'une antenne intelligente**

La structure d'une antenne intelligente [I.5, I.6] est illustrée par la (*Figure I.6*). Elle est constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe  $\omega$  avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre

en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments.



**Figure I.6 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative**

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t)x(t) \quad (I.9)$$

Où  $w^H$  dénote le conjugué de la transposée complexe de pondération du vecteur de poids.

Où  $x_i(t)$  désigne le signal reçu par la  $i$ -ième antenne. Si nous supposons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au  $n$ ième élément est :

$$\phi_n = [2\pi d(n-1)/\lambda] \sin \theta_s \quad (I.10)$$

Nous désignons par  $\theta_s$  la direction du signal incident et  $e$  le diagramme élémentaire. Alors le signal sur le nième élément est :

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega t + \phi_n) \quad (I.11)$$

Des équations I.10, I.11 et I.12 nous obtenons :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \exp j\left[\left(\omega t + (2\pi d(n-1)/\lambda) \sin \theta_s\right)\right] \quad (I.12)$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

## **IV.2 Avantages des antennes intelligentes**

La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio- mobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs.

### **IV.2.1 Augmentation de la capacité**

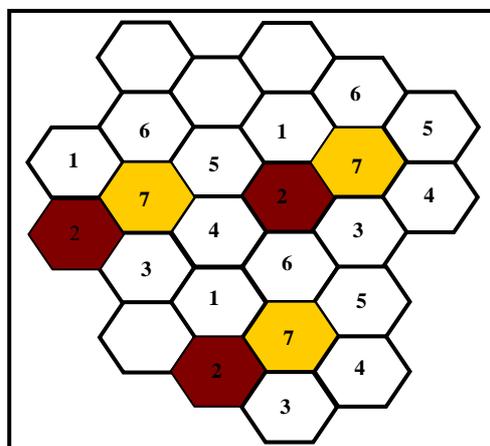
Les prochaines générations des systèmes des communications sans fils devront supporter un trafic de plus en plus important ainsi qu'une multitude de services de haute qualité (voix, données numériques.....). Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire [I.7]. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches son envisageables.

Les techniques d'accès multiple, les modulations à un grand nombre d'états et le découpage en cellule (cell splitting) sont les techniques les plus utilisées. Une autre solution envisagée, est de mettre en œuvre des antennes intelligentes. Plusieurs approches sont également envisagées. La première est le RTM (Réduction de Taille Du Motif ou RCS, Reduced Cluster Size) [I.8] 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 le AMRS (Accès Multiple par Répartition Spatiale ou SDMA Spatial Division Multiple Access). 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.

#### **IV.2.1.1 Réduction de la taille du motif (RTM)**

Dans le but de recevoir un plus grand nombre 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 associé une zone de couverture, appelée cellule, 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. Les cellules utilisant les mêmes fréquences sont appelées co-cellules. Celles-ci doivent être suffisamment éloignées les unes des autres jusqu'à ce que le niveau d'interférence co-canal dans chacune d'elles soit suffisamment bas pour ne pas dégrader la qualité des communications. Pour couvrir entièrement une zone donnée, on découpe celle-ci en motifs que l'on juxtapose. On appelle " motif " le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux une et une seule fois, (**Figure I.7**). L'organisation des cellules au sein du motif est telle qu'elle minimise l'interférence co-canal, chacune étant associée à un sous-ensemble de fréquences.



**Figure I.7 : Le concept cellulaire**

Appelons K la taille du motif (nombre de cellules par motif) et R le rayon d'une cellule. La distance D de réutilisation des fréquences est donnée par la relation :

$$D = \sqrt{3K} \cdot R \tag{I.13}$$

Le rayon R d'une cellule est fonction de la puissance d'émission de la BS et des mobiles. Pour diminuer la distance D, il suffit de diminuer la puissance d'émission des équipements. Le niveau C/I est maintenu constant en ajustant la puissance des mobiles et des stations de base.

Toutefois, la valeur minimum du rapport D/R dépend de la valeur du rapport C/I le plus faible que le système peut accepter.

Le rapport est appelé rapport de réutilisation co-canal. Il permet de donner une indication sur la qualité de la transmission et sur la capacité du trafic. Du point de vue transmission, ce rapport indique le niveau d'interférence co-canal du système : plus ce rapport est élevé, plus faible sera le niveau potentiel d'interférence. Enfin, du point de vue trafic, le rapport D/R est un indicateur du niveau de performance du système.

L'interférence co-canal est fonction de ce paramètre q également défini comme le *facteur de réduction d'interférence co-canal* [I.9]. Quand q augmente, l'interférence co-canal diminue.

D est fonction de  $K_1$  (nombre de cellules interférentes co-canal dans la première couronne)

et de C/I. Nous avons :  $\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{K=1}^{K_i} I_k}$  avec C proportionnel à  $R^{-\gamma}$  et I identiquement proportionnel

à  $D^{-\gamma}$ , D'où :

$$\frac{C}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{\sum_{k=1}^{K_i} D_k^{-\gamma}} = \frac{1}{\sum_{k=1}^{k_i} (q_k)^{-\gamma}} \quad (I.14)$$

Avec:  $\gamma$  (Exposant de l'affaiblissement de parcours) et  $q=D/R$  (facteur de réutilisation)

La capacité du système se rapporte à la quantité de trafic qu'un système donné peut manipuler. La capacité du système peut être améliorée en utilisant les antennes intelligentes, suivant deux approches. La première approche, permet la réduction de motif. La totalité des ressources fréquentielles seront utilisées dans un motif plus petit ce qui implique une augmentation de la capacité du système (augmentation de nombre d'utilisateurs). Dans la deuxième approche, une antenne adaptative de station de base peut être employée pour créer les canaux additionnels dans la cellule, par le filtrage spatial. En orientant des faisceaux étroits vers des mobiles, les mobiles dans

la cellule peuvent partager le même canal, à condition qu'ils soient suffisamment éloignés (en position angulaire) de l'un l'autre. Cette technique s'appelle Division Spatiale à Accès Multiple (SDMA) [I.10].

**IV.2.1.2 Accès Multiple par Répartition Spatiale, AMRS ( SDMA, Space Division Multiple Access)**

La SDMA est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années. Elle repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement de l'antenne) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. Cette technique découle directement du concept d'antenne intelligente. Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA). Les modifications nécessaires sont limitées aux BSs et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de SDMA dans les systèmes existants. La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spécial obtenu en utilisant, au niveau de la BS, une antenne adaptative. Une structure identique est adoptée à l'émission. Ce système est composé par une antenne réseau et par une DSP (digital Signal Processor) dont le rôle est de traiter en temps réel les signaux reçus et ceux à émettre au niveau des antennes. Les N signaux obtenus au niveau de N antennes du réseau sont envoyés à la DSP, multipliant le signal de chaque antenne par une valeur approprié  $w_i^*$  et sommant finalement tous les termes. Le signal de sortie s'écrit sous la forme :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^* x_i(t) \quad (I.15)$$

Le choix adéquat des poids du vecteur  $w = [w_1 w_2 \dots, w_N]$  permet de définir le profil du diagramme de rayonnement de l'antenne selon les caractéristiques souhaitées. En particulier, le vecteur w est déterminé selon une stratégie adaptative. En contexte radio- mobile, les diagrammes des antennes doivent être adaptés afin que le faisceau pointant vers un mobile puisse suivre ses mouvements. Cette technique porte le nom de SDMA adaptatif (A-SDMA pour adaptative-SDMA). Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- réutilisation des porteuses et donc de la bande de fréquence dynamiquement et de façon adaptative à l'intérieur de la zone de couverture (plus d'utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences),
- les faisceaux étant dirigés vers l'utilisateur, la propagation par multitrajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite,

- la consommation d'énergie est réduite si on la concentre vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite,
- La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux. Intercepter une communication ne devient possible que si l'on se trouve sur le faisceau.

## **V- Types des antennes intelligentes**

Il existe deux types de systèmes des antennes intelligentes: les systèmes à faisceaux commutés (*switched Beam, SBA*) et les systèmes des antennes réseaux adaptatives (*adaptive array antennas*). 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, suivi et minimisation de l'interférence des signaux. C'est la stratégie du système adaptatif et les gains additionnels qui permettent d'obtenir des performances substantielles et une flexibilité par rapport à l'approche plus passive de la commutation de rayon.

### **V.1 Techniques Fixes De Formation De Faisceau (les systèmes à faisceaux commutés – SBA)**

Le concept de commutation de rayon est une extension de la méthode de sectorisation cellulaire actuelle dans laquelle un site de cellules comprend par exemples trois macro- secteurs de 120 degrés. L'approche à commutation de rayon divise les macro- secteurs en plusieurs micro- secteurs. Chaque micro- secteur contient un motif prédéterminé de rayons fixes ayant une sensibilité maximale localisée au centre de rayon 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 macro- secteur particulier, le système sélectionne le micro- secteur contenant le signal le plus puissant. Pendant l'appel, le système écoute la puissance de 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, exigeant seulement un réseau d'alimentation de sources (Network Beamforming), un commutateur RF, et une commande logique pour choisir un faisceau spécifique.

Comparés à des systèmes sectorisés traditionnels, les systèmes à commutation de rayons permettent d'augmenter la portée d'une station de base de 20 à 200%. La couverture supplémentaire peut ainsi faire économiser à l'opérateur une partie des coûts d'infrastructure. Dans [I.11], deux

systèmes à faisceaux fixes (le premier avec 12 faisceaux de  $30^0$  et le second avec 24 faisceaux de  $15^0$  d'ouverture) sont comparés à un système d'antennes sectorisées utilisant de la diversité d'ordre 2. Les tests montrent un gain de l'ordre de 5dB avec l'antenne à 24 faisceaux. Les limitations de ce type de système reposent premièrement sur le fait que la commutation du mobile d'un micro-secteur à l'autre peut ne pas être suffisamment rapide pour empêcher une dégradation de la communication. L'autre inconvénient important de ces systèmes est dû au fait que le système est incapable de distinguer un signal utile des signaux interférents. Si le signal brouilleur est approximativement au centre du rayon 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 dégradation.

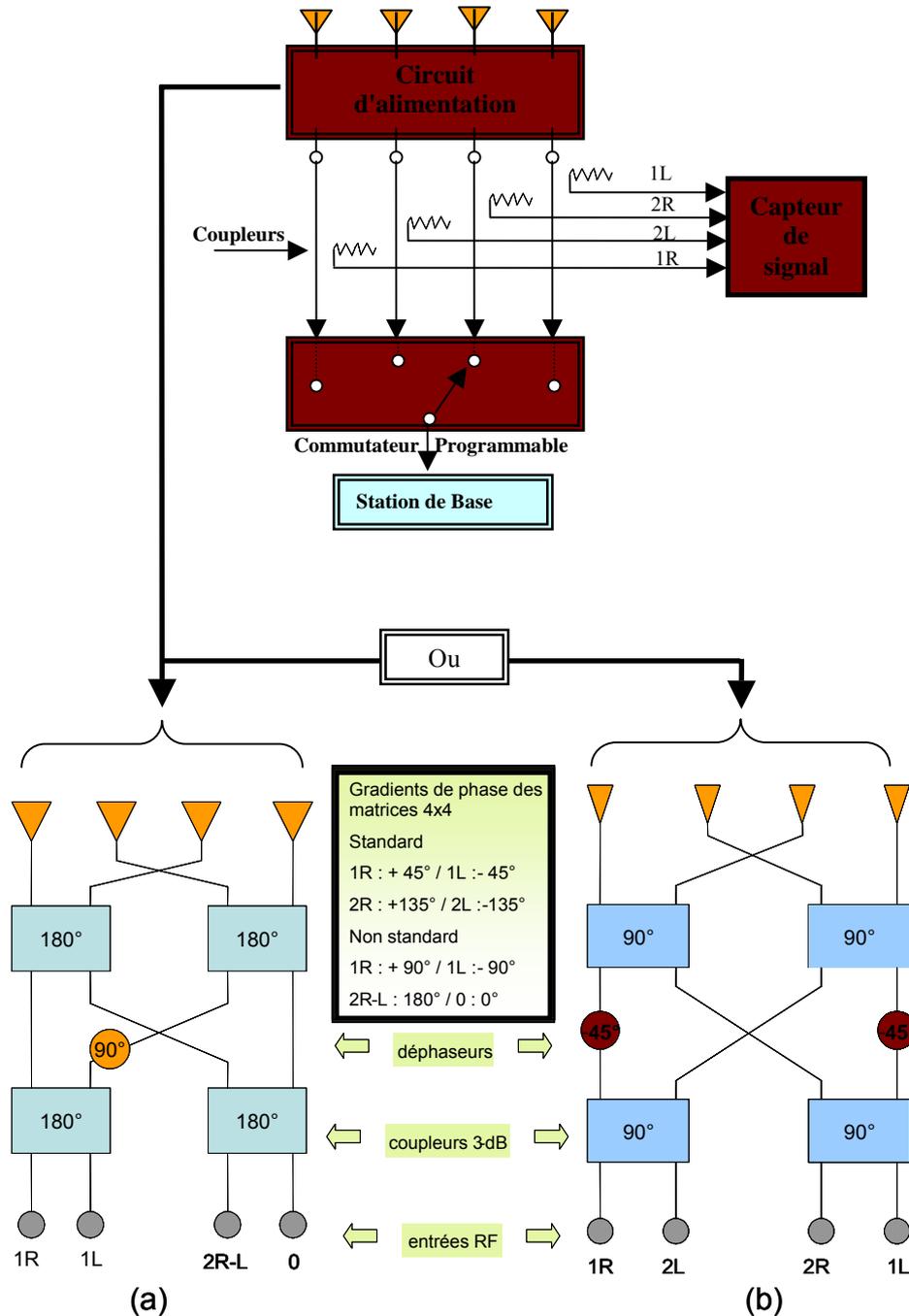
Pour former les faisceaux multiples, un choix de N éléments d'antenne est relié à N ports des faisceaux. Cette architecture, est généralement connue sous le nom de réseau d'alimentation de faisceaux (Beamforming Network). Un résultat simple de réseau est formé quand des signaux induits sur différents éléments de réseau sont combinés. Cette méthode de combiner les 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 dirigeant où la formation de faisceau peut être réalisée en ajustant seulement la phase des signaux des différents éléments. En d'autres termes, dirigeant un faisceau dans la direction désirée. Cependant, le diagramme de rayonnement d'antenne dans ce cas est fixe, c'est à dire, pour un choix de faisceau dans une direction désirée, un ajustement de phase doit être accompli.

Quelques applications de réseau exigent plusieurs faisceaux fixes qui couvrent un certain secteur angulaire. Plusieurs techniques existent et fournissent ces faisceaux fixes. Dans cette section, quatre matrices (matrice de Butler, matrice de Blass...) souvent employées seront présentées.

### **V.1.1 Matrice De Butler**

Une des matrices les plus répandues pour la formation d'un réseau d'alimentation de faisceaux est la matrice de Butler [I.12]. Elle permet une alimentation (passive) d'un réseau NxN avec des possibilités d'orientation de faisceau, avec N sorties connectées aux éléments de l'antenne, et N entrées reliées aux ports de faisceaux. N doit être une puissance entière de 2 (c'est à dire  $N=2^n$  où n est un entier positif) pour former le réseau. Pour une matrice (NxN), il existe N orientations possibles du faisceau.

La matrice de Butler est un dispositif ingénieux d'intercommunication comportant des circuits formés de coupleurs directionnels et de déphaseurs fixes. La (Figure I.8) montre un diagramme schématique d'une matrice de Butler 4x4.



**Figure I.8 : Schémas des matrices de Butler 4x4 :  
(a) matrice non standard, (b) matrice standard.**

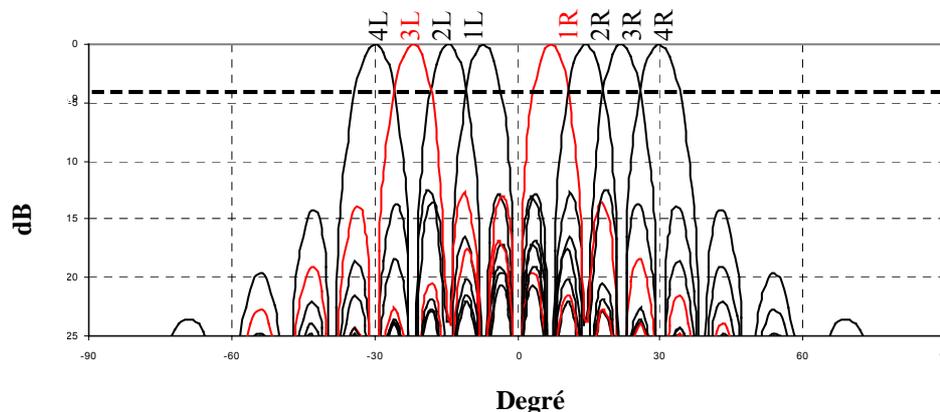
Un total de N coupleurs et N/2 déphaseurs est exigé pour former le circuit d'alimentation. Les coupleurs peuvent être de 90° ou 180° (hybrides à 3dB), suivant que les faisceaux doivent être

symétriquement distribués au sujet de plan de rayonnement (broadside) ou si un des faisceaux doit être dans la direction de ce plan (broadside).

La matrice de Butler a deux fonctions :

- La distribution des signaux RF aux éléments rayonnants de l'antenne,
- Formation et orientation de faisceaux orthogonaux.

En reliant la matrice de Butler entre un réseau d'antenne et un commutateur RF, un ensemble de faisceaux peut être réalisé en excitant simultanément deux ports ou plus par des signaux RF. Un signal présenté à un port d'entrée produira des excitations égales à tous les ports avec un déphasage progressif entre eux, ayant comme résultat un faisceau qui rayonne dans une certaine direction de l'espace. Un signal à un autre port d'entrée formera un faisceau dans une autre direction. En se référant à la (**Figure I.9**), si les ports 1R et 3L sont excités en même temps avec des signaux RF égaux en amplitude et en phase, les faisceaux 1R et 3L rayonneront simultanément.



**Figure I.9 : Schéma représentatif de 8 faisceaux orthogonaux formés par la matrice de Butler 8x8**

La formation des faisceaux multiple est possible, mais il y a une limitation. Deux faisceaux adjacents ne peuvent pas être formés simultanément car ils s'additionnent et produisent un faisceau simple. La popularité de la matrice de Butler comme circuit d'alimentation est due à ses nombreux avantages rappelés ci-dessous :

- Un réseau simple employant peu de types de composants (des coupleurs et des déphaseurs fixes), qui est mis facilement en oeuvre par l'utilisation des lignes microrubans.
- Les faisceaux produits ont une largeur étroite et une bonne directivité.

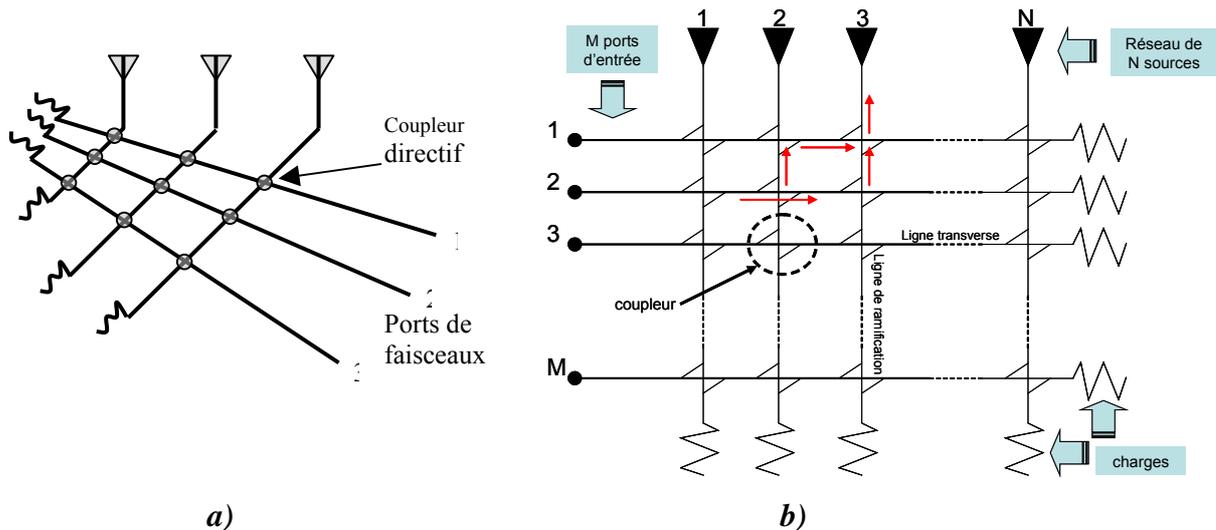
- La matrice idéale de Butler est l'équivalent analogue de la transformée discrète de Fourier (*ANNEXE I*), elle a un nombre minimum de composants et une longueur de chemin minimale parmi tous les réseaux de formation de faisceaux à excitation uniforme.
- La matrice a un niveau presque constant de croisement de faisceaux qui ne change pas avec la fréquence. Ceci permet un bon modèle de rayonnement (presque un arc parfait) et un gain maximum du système dans une direction quelconque du secteur de couverture.
- Elle réalise le pointage électronique dans l'espace sans mouvement mécanique dans le procédé de balayage.
- Elle est théoriquement "sans perte" puisque la perte d'insertion minimale dans les coupleurs, les déphaseurs et les lignes de transmissions utilisées ne rend pas le système impraticable.
- La conception de grandes matrices est assez facile puisque les déphaseurs sont placés symétriquement par rapport à la ligne de phase.

La matrice de Butler n'est pas un circuit d'alimentation parfait, elle a les *inconvenients* suivants :

- La largeur de faisceau et la direction de pointage changent avec la fréquence.
- L'interconnexion est assez complexe pour une grande matrice (beaucoup de croisements, par exemple plus de 16 croisements sont nécessaires pour une matrice 8\*8).
- Le nombre de composants est grand quand le nombre d'éléments du réseau est grand.

### **V.1.2 Matrice De Blass**

La matrice de Blass [I.13, I.14], est une matrice qui peut générer des faisceaux multiples. Elle utilise un ensemble de lignes de transmissions reliées à un réseau d'antennes (N éléments) qui intersecte un ensemble des lignes des ports M de faisceaux, avec un coupleur directionnel à chaque intersection. La (*Figure I.10a*) montre un exemple pour un réseau 3 éléments, mais une matrice de Blass peut être conçue avec un nombre quelconque d'éléments (*Figure I.10b*).



**Figure 1.10 : schéma représentatif de matrice de Blass**

Le port 2 fournit des retards égaux à tous les éléments, ayant pour résultat un faisceau dans le plan de rayonnement (broadside). Les deux autres ports fournissent des délais progressifs entre les éléments et produisent les faisceaux qui sont en dehors du plan de rayonnement (broadside). La matrice a été optimisée pour obtenir les faisceaux presque orthogonaux. Le nombre de coupleurs, C requis pour former M faisceaux est donné par :

$$C = MN$$

Les *avantages* d'employer la matrice de Blass sont :

- Pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisements,
- Les faisceaux formés peuvent être produits en commandant les rapports de couplage des coupleurs directionnels (la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau)
- Le temps de retard assure une certaine constance des faisceaux avec la fréquence.

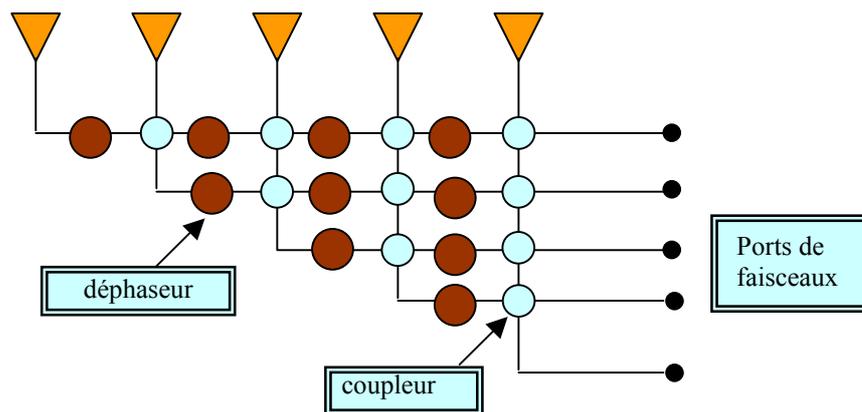
Cependant, elle présente des *inconvénients* sérieux:

- Chaque coupleur doit avoir une valeur différente, ce qui complique la conception,
- Elle exige plus de coupleurs que la matrice de Butler et cette augmentation de matériel implique un plus grand coût et poids,

- L'interaction entre les coupleurs rend les circuits difficiles à construire car les effets des coupleurs sur les données mesurées sont difficiles à apprécier.

### **V.1.3 Matrice de Nolen**

La matrice de Nolen peut être vue comme combinaison d'une matrice de Butler et d'une matrice de Blass, les  $N$  éléments d'une antenne sont couplés à  $M$  ports de faisceau comme représenté au, (**Figure I.11**). Comme la matrice de Blass, la matrice de Nolen peut alimenter un nombre d'antennes différent du nombre d'orientations de faisceaux. La matrice de Nolen est composée de déphaseurs et de coupleurs. Elle est une représentation générale de la transformé discrète de Fourier. Comme la matrice de Blass, elle est rarement utilisée à cause de ses pièces coûteuses, et des difficultés de l'ajustement de réseau [I.15].



**Figure I.11 : Schéma représentatif de matrice de Nolen**

### **V.1.4 Autres Techniques de formation fixe de faisceau**

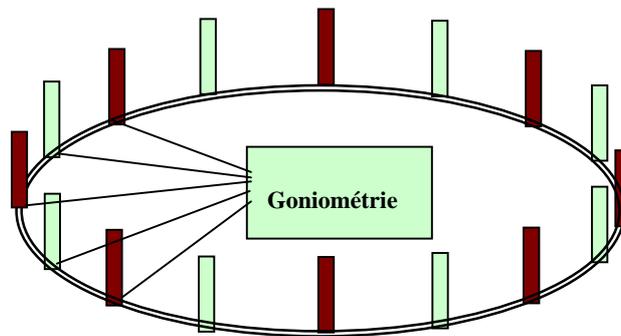
Des faisceaux fixes peuvent également être formés, utilisant des antennes lentilles (lens antennas) telles que la lentille de Luneberg (Luneberg Lens) ou la lentille de Rotman (Rotman Lens) avec des alimentations multiples. Les lentilles focalisent l'énergie rayonnée par les alimentations des antennes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

#### **V.1.4.1 Réseau De Wullenweber**

Un réseau de Wullenweber [I.16] est un réseau circulaire développé pour la goniométrie aux fréquences HF. Un exemple est montré dans la (**Figure I.12**). Le réseau peut employer les éléments

omnidirectionnels ou les éléments directionnels qui sont orientés radialement vers l'extérieur. Le réseau se compose typiquement de 30 à 100 éléments également espacés. Un tiers des éléments sont employés pour former un faisceau qui est orienté radialement vers l'extérieur du réseau. Un réseau de commutation appelé un goniomètre est employé pour relier les éléments appropriés à la radio, et peut inclure une certaine amplitude (amplitude weighting) pour commander le diagramme de rayonnement de réseau.

Les avantages du réseau de Wullenweber sont sa capacité à balayer plus de  $360^{\circ}$  avec peu de changement des caractéristiques de rayonnement. À de plus basses fréquences le réseau de Wullenweber est plus petit que les antennes rhombiques qui pourraient être utilisées pour les mêmes applications. Des délais sont employés pour former des faisceaux radiaux au réseau, permettant une utilisation large bande. La largeur de bande de réseau de Wullenweber est limitée par la largeur de bande et l'espacement des éléments.



**Figure I.12 : Schéma représentatif de réseau de Wullenweber**

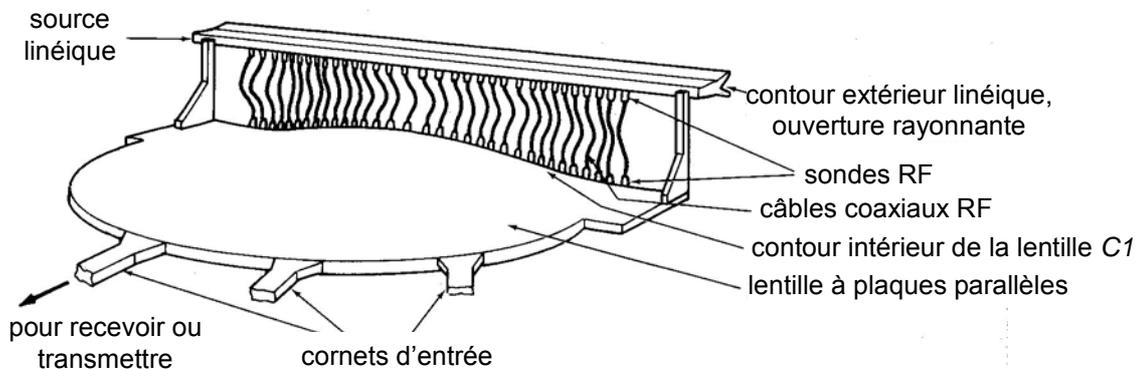
#### ***V.1.4.2 la lentille de Rotman***

La procédure de synthèse d'une lentille [I.17] de Rotman est basée sur les principes de l'optique géométrique. Les ports d'entrée ou de sortie, suivant que l'on est en émission ou réception, alimentent l'intérieur d'une cavité d'une lentille plate dont la périphérie est convenablement définie. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une déclivité de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sortie. La contrainte de longueurs de chemins égaux jusqu'au front d'onde réel, assure que la direction des faisceaux émis reste invariable avec la fréquence.

La lentille est donc un véritable dispositif à retard de temps. La forme de la cavité, aussi bien que les positions et la taille des ports, détermine le niveau des ondulations du champ derrière la lentille.

L'objectif lors de la conception d'une lentille de Rotman est de minimiser ce niveau d'ondulations sur une large bande de fréquence. La taille des ports est généralement inférieure à une demi-longueur d'onde correspondant à la plus haute fréquence d'utilisation, afin de ne pas exciter les modes d'ordre supérieur et, par conséquent, afin de ne pas augmenter les pertes d'insertion.

La première lentille de Rotman (**Figure I.13**) est apparue au début des années soixante et sa géométrie est basée sur les équations générales de Gent [I.18] pour la génération du contour intérieur  $C_1$ . Le modèle expérimental utilisait alors un guide d'onde à plaques parallèles avec les ports d'entrées et les ports du réseau d'antennes distribués à la périphérie des contours opposés.

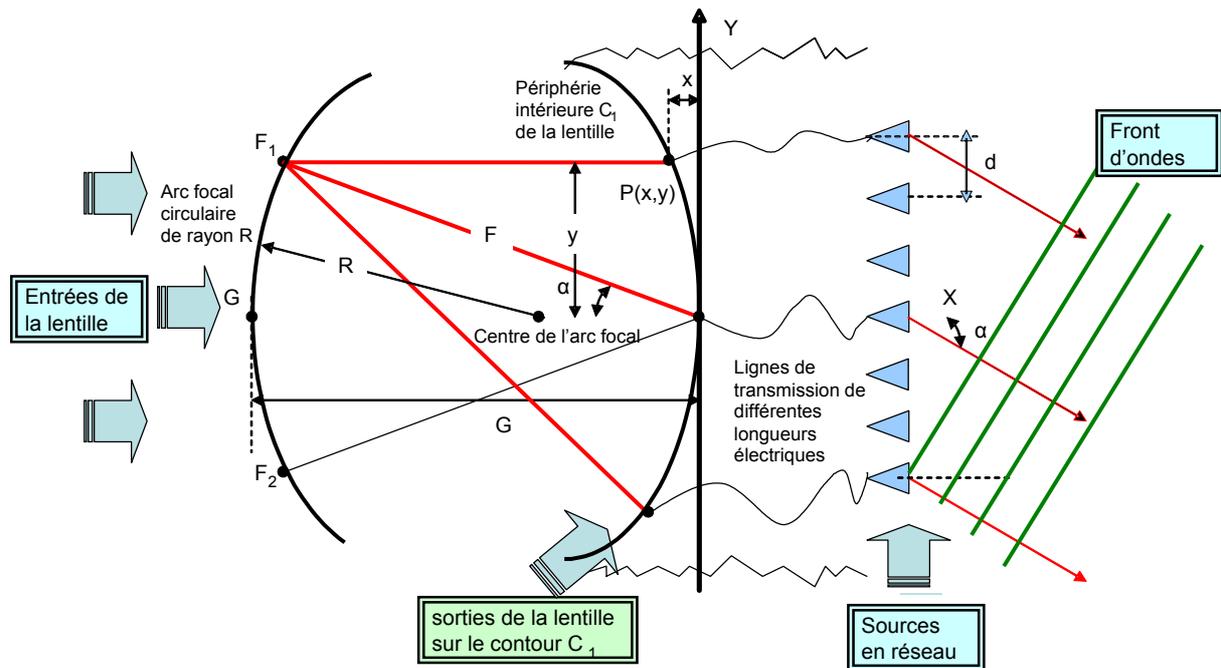


**Figure I.13 : Première lentille de Rotman [I-13].**

Cette lentille, dont la hauteur entre les deux plaques est inférieure à  $\lambda/2$  afin de stimuler uniquement un mode de propagation TEM, possède trois foyers (**Figure I.14**) situés sur l'arc focal circulaire d'entrée de la lentille dont deux ( $F_1$ ,  $F_2$ ) sont de part et d'autre de son axe de symétrie et définis par l'angle  $\alpha$ , le troisième  $G$  se trouvant sur l'axe lui-même. Ces trois points produisent un gradient de phase parfait sur le réseau. En d'autres termes, les autres ports d'entrées subissent des petites aberrations de phase (perte du gradient de phase).

De ce fait quatre degrés de liberté sont possibles pour sa conception :

- la coordonnée  $x$  de chaque port de sortie
- la coordonnée  $y$  correspondante afin de définir le contour de sortie de la lentille
- la longueur électrique de la ligne joignant chaque port de sortie de la ligne à un élément du réseau
- la longueur du réseau d'antennes.



**Figure I.14 : Paramètres de la lentille micro-onde.**

Ainsi, chaque cornet d'entrée propage des ondes micro-ondes suivant le mode TEM entre les plaques et illumine les sondes placées sur le contour intérieur de la lentille qui transfèrent l'énergie aux câbles coaxiaux jusqu'à un second jeu de sondes agissant comme un réseau d'antennes linéaire de monopoles.

**Avantages et inconvénients**

La lentille de Rotman est intéressante car elle autorise une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster. Elle permet l'obtention d'une quantité appréciable de faisceaux et elle dispose surtout d'un système stable en fréquence. Cependant ses inconvénients ne sont pas négligeables :

- la conception de la lentille peut devenir très compliquée à cause même de la kyrielle de variables à régler,
- le couplage mutuel entre chaque port d'entrée est réel et est difficile à maîtriser,
- les faisceaux orthogonaux n'existent pas en raison des débordements (spillover) indésirables du diagramme primaire de la lentille,
- le choix d'une direction précise du faisceau ne peut pas être réalisé en dehors des trois foyers car la lentille de Rotman peut seulement fournir une série distincte de faisceaux du fait de la disposition des ports d'entrées.

## **V.2 Antennes adaptatives**

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 [I.19]. 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 de *SBA* (Switching Beam Antenna).

En commutant les faisceaux d'une antenne multifaisceaux, il est aisé d'exclure les équipements brouilleurs ou brouillés qui ne se trouvent pas sur le faisceau principal. Théoriquement, une antenne à  $M$  composants peut supprimer  $(M-1)$  brouilleurs en appliquant une pondération adéquate aux éléments [I.20]. En pratique, cette capacité de suppression diminue en présence des composantes multi- trajets. L'amélioration de cette technique peut être obtenue en la combinant avec la technique CDMA, avec une égalisation adaptative ou avec de la diversité de polarisation.

Avant de présenter les deux techniques de formations de voies et les algorithmes adaptatifs nous décrivons brièvement les méthodes utilisées pour l'estimation de l'angle d'arrivée.

### **Méthodes utilisées pour le calcul de l'angle d'arrivée**

Toutes les techniques basées sur la détermination des Directions D'Arrivée (DDA ou AOA pour Angle Of Arrival) utilisent le vecteur signal reçu  $\mathbf{x}(t)$  et la connaissance de la diversité spatiales des antennes pour obtenir d'une part une estimation des directions d'incidence des sources. Plusieurs techniques dites à haute résolution telles que MUSIC, ESPRIT et WSF [I.21, I.22] peuvent être utilisées pour déterminer les angles d'arrivée. La contrainte principale de ces méthodes est de ne fonctionner que lorsque le nombre de fronts d'onde incident sur le réseau est inférieur au nombre d'antennes moins un. Une classification possible des différentes méthodes pour estimer les directions d'arrivée des ondes (DOA) peut être faite de la façon suivante :

**a) Méthodes basées sur la recherche spectrale :**

Les méthodes, MUSIC (**M**U**L**tiple **S**ignal **C**lassification), *minimum variance method*, *null-steering* and *linear predictive method*, utilisent une analyse spectrale et recherchent les maxima ou les minima. Les méthodes basées sur la recherche des minima offrent, en comparaison avec les méthodes basées sur la recherche de maxima, une meilleure discrimination. Cet avantage est du au fait que les évanouissements profonds dans des modèles de directivité peuvent être situés aussi étroitement que voulues, et sont beaucoup plus faciles à réaliser que les crêtes pointues. Dans cette catégorie, MUSIC a été la méthode la plus largement répandue.

**b) Méthodes sans recherche spectrale:**

"Esprit" est la Méthode qui calcule directement les DOAs sans nécessité de calculer des spectres. ESPRIT (**E**stimation of **S**ignal **P**arameters via **R**otationnal **I**nvariance **T**echniques) est une méthode haute résolution pour la détermination des paramètres d'un signal mesuré en sortie d'un réseau d'antennes. L'estimation de ces paramètres est obtenue en exploitant les propriétés d'invariance rotationnelle de la structure du sous-espace signal, dues aux propriétés d'invariance translationnelle de la structure du réseau d'antennes associé. Cette méthode haute résolution est classée parmi les méthodes sans recherche spectrale, donc il n'y a pas ici de calcul de spectre, mais plutôt un calcul discret (les temps de retard et directions d'arrivée sont extraits à partir d'un calcul de valeurs propres).

## **VI- Formation de voies et annulation d'interférents**

Cette technique est basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources [I.23]. Dans le cas de liaisons fixes, celles-ci peuvent être connues a priori en fonction de la position des émetteurs et du récepteur. Dans le cas de liaisons mobiles, il est nécessaire de les estimer périodiquement pour suivre les déplacements angulaires des différentes sources. Un réseau constitué de M antennes possède M-1 degrés de liberté [I.24]. Il est donc possible de former N lobes dans les directions des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans M-N-1 directions différentes. Le vecteur de pondération doit donc satisfaire le système d'équations suivant:

$$w^H x(\theta_i) = 1 \quad i = 1, \dots, N \quad (\text{N lobes}) \quad (I.16)$$

$$w^H x(\theta_i) = 0 \quad i = 1, \dots, K-1 \quad (\text{K-1 zéros}) \quad (I.17)$$

Qui, sous forme matricielle, devient :

$$w^H X = e_1^T \quad (I.18)$$

**A** est la matrice dont les colonnes contiennent les vecteurs directeurs des différentes sources :

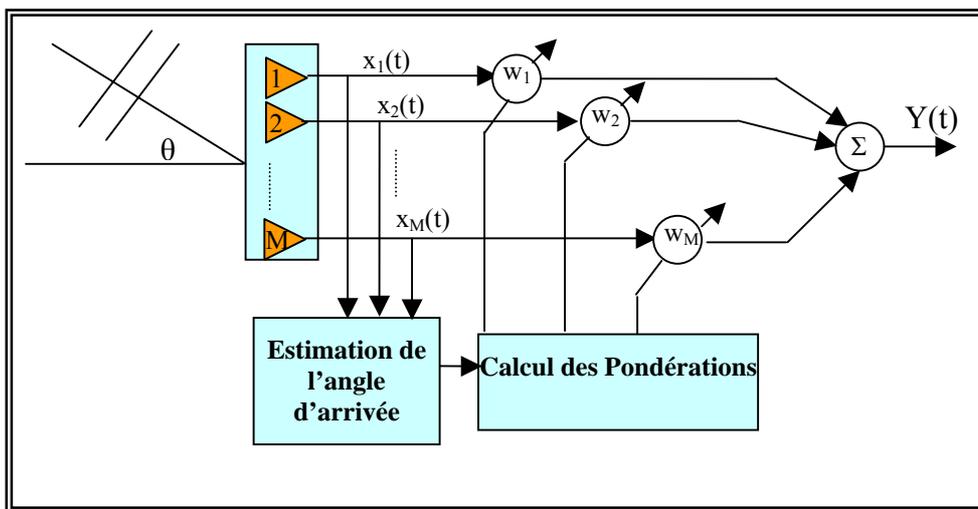
$$X = [x(\theta_0), x(\theta_1), \dots, x(\theta_{k-1})] \quad (I.19)$$

Et **e** est un vecteur dont seuls les N premiers éléments sont non nuls :

$$e_1 = [1, 1, \dots, 0]^T \quad (I.20)$$

La solution générale de système d'équations (I.16 et I.17) nécessite l'utilisation des techniques d'optimisation appropriées qui permettent de calculer les pondérations pour chaque configuration des lobes désirés.

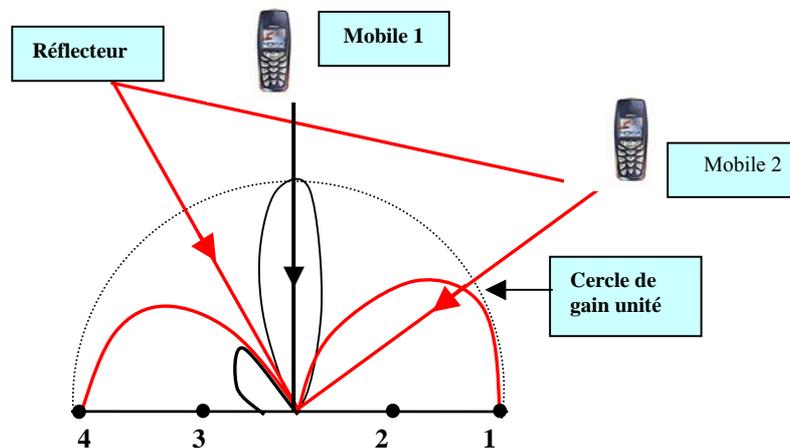
La (**Figure I.15**) donne une configuration possible de ce type de traitement. La première étape consiste à estimer les angles d'arrivée de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice **A** et son inverse ou pseudo-inverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.



**Figure I.15 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies**

Un exemple d'application est donné par la (**Figure I.16**) dans le cas d'un réseau de 4 antennes. Le diagramme optimisé pour le mobile 1 apparaît en trait noir et celui du mobile 2 est représenté en trait rouge. On note que les directions des trajets utiles sont favorisées tandis que les

interférents sont annulés. Pour le mobile 2, le trajet réfléchi, source éventuellement d'interférence entre symboles, possède une direction d'incidence différente de celle du trajet direct. En vertu du critère de pondération, il est annulé par filtrage spatial. Dans le cas où une diversité de réception existe, l'annulation du second trajet est par contre dommageable.



**Figure I.16 : Application de la formation de voies**

A part l'estimation des angles d'arrivée de la source utile et des interférents, cette technique de calcul des pondérations est indépendante des données en entrée du réseau (data independent beamforming). Elle est dite sous-optimale car elle ne maximise pas le rapport signal à bruit mais possède l'avantage de ne pas distordre le signal utile.

*A partir de ces notions de formation de voies optimales et d'interférents nous développerons (chapitre II) un outil numérique de synthèse de réseaux d'antennes dans le but de produire un diagramme de directivité possédant certaines propriétés exigées à l'avance par l'utilisateur. Cette méthode de synthèse doit être cohérente avec le système des antennes adaptatives, c'est à dire permettre de balayer électroniquement l'espace, d'annuler l'interfèrent et de former des lobes principaux dans les directions utiles. La rapidité de convergence de cette technique sera améliorée en utilisant un modèle de neurones (chapitre III).*

## **VII- Formation de voies optimales (statistically optimum beamforming)**

Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories. La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la

(des) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classique, les DDAs des interférents ne sont pas nécessaires. La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal peut être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA. Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis (modulation, cyclostationnarité ...).

## **VII.1 Techniques basées sur les directions d'arrivée de la source utile**

La stratégie est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère à définir. Dans le cas des techniques basées sur les directions d'arrivée, on utilise classiquement trois critères : le critère du rapport signal sur interférent plus bruit (RSIB), le critère du maximum de vraisemblance (ML pour Maximum Likelihood) et le critère du minimum de variance (LCMV pour Linearly Constrain Minimum Variance). Ces trois critères conduisant à un même RSIB (*ANNEXE II*).

## **VII.2 Technique basée sur un signal de référence**

Si le signal utile  $s_0(t)$  est connu du récepteur, on peut choisir de minimiser l'erreur entre la sortie de l'antenne  $w^H(t)$  et  $s_0(t)$ . En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage. A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de donnée. Le système numérique Européen actuel, le GSM, utilise par exemple une séquence de 26 bits afin d'estimer la réponse impulsionnelle du canal nécessaire à la mise en œuvre d'un égaliseur [I.25]. Cette séquence peut également servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes (*ANNEXE III*).

## **VII.3 Les algorithmes adaptatifs**

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles [I.26...I.32] Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont (*ANNEXE IV*):

- 1- LMS: algorithme du gradient stochastique.
- 2- Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)
- 3- Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm)
- 4- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm)

## **VIII- Conclusion**

Dans cette première partie nous avons présenté le contexte général de notre étude. Après une introduction du concept des antennes intelligentes : structure, types et avantages et une mise au point sur les différentes méthodes actuelles de traitement d'antennes intelligentes, nous avons adopté la technique de formation de voies et l'annulation d'interférents. Cette technique est un bon compromis entre le système à faisceaux commutés et le système adaptatif. Elle est indépendante des informations portées par le signal donc indépendante du type d'application, aussi elle est simple à installer et permet de réaliser le formage du lobe directif avec un temps de calcul et un coût relativement faible.

---

## **Bibliographie**

---

- [I.1] Christophe DALL'OMO, '*Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler*', Université de Limoges, Thèse doctorat, 13 Novembre 2003
- [I.2] Fernandes J.Sousa O.et Neves J., "*Impact of the Antenna Set-up and arrays on mobile radio systems*," Proceedings of the international conference on universal and personal communications', 95, ICUPC, Tokyo (Japan), Nov.6-10, 1995, pp.387-391.
- [I.3] Sami Tabbane, "*Réseaux Mobiles*," Editions HERMES, Paris, 1997
- [I.4] Nowicki D. et Rouleliotis J., "*Smart antenna Strategies*," Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [I.5] Joseph C. Liberti, JR. Theodore S. Rappaport, "*Smart Antennas For Wireless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications*", 12 April, 1999.
- [I.6] Bruno Pattan and Prentice Hallsd, "*Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications*", Prentice Hall PTR, 31 August, 1999.
- [I.7] C.G Günther, J. E. Padgett, T. Hattori, "*Overview of Wireless Personal Communications*" IEEE Communications Magazine, Vol.33, N°1, pp. 28-41, 1995.
- [I.8] S.C. Swales, M.A. Beach, D.J.Edwards, J.P.McGeehan, "*The performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antennas for Cellular Land Mobile Radio Systems*," IEEE Trans. Veh. Tech., vol. VT-39, No. 1, pp. 56-67, Feb. 1990.
- [I.9] Lagrange X., Godlewski P., Tabbane S., "*Réseaux GSM-DCS*," éditions Hermes, septembre 1996.

- [I.10] Buracchini E., Muratore F., Palestini V. et Sinibalidi M., “*Performance analysis of a mobile system based on combined SDMA/ CDMA access technique,*” Proceedings of The International Symposium on Spread Spectrum, Hanover (Germany), September 1996, p; 370-374.
- [I.11] Li y., Feuerstein M.J., Reulink D.O, “*Performance evaluation of aa cellular base station multibeam antenna,*” IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol.46, No.1, February 1997, p.1-9.
- [I.12] J. Butler and R. Lowe, “*Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas*”, Electronic Design, pp. 170-173, April 12, 1961.
- [I.13] J. Blass, “*Multidirectional Antenna: A New Approach to Stacked Beams,*” IRE International Conference Record, Vol. 8, Part 1, 1960.
- [I.14] S. Mano, et al., “*Application of Planar Multibeam array Antennas to Diversity Reception,*” Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 79, No. 11, pp. 104-112, 1996.
- [I.16] B. Agee, “*Blind Separation and Capture of Communication Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer,*” IEEE Military Communications Conference, pp. 340-346, 1989.
- [I.17] A.W.Rude, et Al.ed., “*The Handbook of Antenna Design, Vol.2, Pete Peregrinus,*” London, 1983.
- [I.18] W. ROTMAN and R. F. TURNER, “*Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications,*” IEEE Transactions on antennas and propagation, 1963, AP. 11, pp. 623-632.
- [I.19] H. GENT, “*The bootlace aerial,*” Royal Radar Establishment J., Oct. 1957, pp. 47-57.
- [I.20] Nowicki D. et Rouleliotis J., “*Smart antenna Strategies,*” Mobile Communications International, April 1995, p.53-56.
- [I.21] Winters J.H., “*Signal Acquisition and Tracking with adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading,*” IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol.43, No.4, November 1993, p.377-384].
- [I.22] S. Marcos “*Les methods à haute résolution*”, édition 'HERMES'.
- [I.23] H. Krim, M. Viberg, “*Two Decades of Array Signal Processing: The Parametric Approach*”. IEEE Signal Processing Mag., pp. 67-94, July 1996.
- [I.24] 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. 1193-1245, Aug. 1997.
- [I.25] J. E. Hudson, “*Adaptive Arrays - Principle*”, IEE Electromagnetic wave series 11, 1981.
- [I.26] Lagrange X., Godlewski P., Tabbane S., “*Réseaux GSM-DCS,*” éditions Hermes, septembre 1996.

- [I.27] P. W. Howells, “*Intermediate frequency sidelobe canceller,*” Technical report, U.S. Patent 3202990, May 1959.
- [I.28] S. Applebaum, “*Adaptive arrays,*” Technical Report SPL TR-66-001, Syracuse Univ. Res. Corp. Report, 1965.
- [I.29] B. Widrow, P.E. Mantey, L. J. Griffiths, P. B. Goode, “*Adaptive Antennas Systems*”, Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [I.30] Li y., Feuerstein M.J., Reulink D.O, " *Performance evaluation of aa cellular base station multibeam antenna,* " IEEE Transcations on vehicular Technolgy, Vol.46, No.1, February 1997, p.1-9.
- [I.31] J. Litva, T.K. Y Lo, “*Digital Beamforming in Wireless Communications*”, Artech House Publishers, 1996.
- [I.32] J. R. Treichler and B. Agee, “*A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals,*” IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, Apr. 1983.



---

---

## **CHAPITRE II**

# **TECHNIQUE DE SYNTHÈSE DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT AVEC LA PHASE SEULEMENT**

---

---

- INTRODUCTION**
- SYNTHÈSE DES ANTENNES RESEAUX**
- MADSEN - MINMAX**
- CONCLUSION**



## **I- Introduction**

Dans le premier chapitre, nous avons décrit les notions liées aux antennes adaptatives. Ces antennes modifient leurs lobes grâce à un système adaptatif. Ce système adaptatif est composé d'un réseau d'antennes, d'un dispositif pour le calcul de l'angle d'arrivée, et d'outils numériques de synthèse de réseaux d'antennes dans le but d'approcher au mieux la fonction de rayonnement désiré. Le but de notre étude est de trouver une technique générale de synthèse, rapide et efficace dans le sens où elle doit permettre de tenir compte de toutes sortes de contraintes liées aux spécifications des antennes adaptatives.

Un des intérêts de l'association en réseau de plusieurs éléments rayonnants disposés dans l'espace, est de pouvoir maîtriser la distribution de l'énergie rayonnée. Cette distribution est obtenue en jouant sur les amplitudes et les phases entre les signaux émis par les différentes sources. La synthèse d'un réseau d'antennes consiste dans la plupart des cas, à déterminer la géométrie et les paramètres de l'alimentation (positions relatives et courants d'excitations : amplitudes et (ou) phases) susceptibles de produire un diagramme de directivité possédant certaines propriétés exigées à l'avance par l'utilisateur. Ces propriétés sont généralement spécifiées à partir d'un gabarit caractérisant le diagramme de rayonnement désiré. D'une manière pratique, l'efficacité d'une méthode de synthèse dépend directement du résultat obtenu. En effet, il faut que l'on sache construire le circuit d'alimentation et, de façon pratique, la loi d'alimentation obtenue. Une alimentation difficilement réalisable remet en cause la validité de la méthode.

Trois types de synthèse peuvent être envisagés :

- 1- ***Synthèse en amplitude seulement***: Ce type permet de réaliser des lobes directifs symétriques avec la possibilité de jouer sur le niveau des lobes secondaires. Les techniques analytiques (Fourier, Chebyshev, ...) permettent de calculer les coefficients du réseau. Les applications de ce type de synthèse sont limitées.
  
- 2- ***Synthèse en amplitude et phase [II.1, II.2]***: Ce type permet de réaliser des lobes directifs avec des niveaux de lobes secondaires "fortement contrôlable". Cette technique est efficace pour les applications en réseau adaptatif, mais sa mise en pratique, nécessite un outil de synthèse en amplitude et en phase. Ce type de synthèse est lourd (temps de calcul important) et nécessite l'utilisation de circuits actifs de type MMIC [II.3], coûteux et compliqués.

3- **Synthèse en phase**: Ce type permet de réaliser des lobes directifs avec un niveau des lobes secondaires " moyennement contrôlable". Avec cette technique, on peut contrôler le niveau reçu dans la direction du rayonnement utile et interférent. Sa mise en pratique nécessite des "déphaseurs" contrôlés par un outil de synthèse de phase. Ce type de synthèse est un bon compromis qui permet de réaliser le formage du lobe directif avec un temps de calcul et un coût relativement faible.

## **II- Recherche d'une méthode de synthèse**

### **II.1 Champ lointain et diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes**

Soit  $\vec{E}_0$  le champ électrique rayonné par un élément de réseau, dans l'hypothèse du champ lointain il s'écrit :

$$\vec{E}_0 = \frac{e^{jk_0 r}}{4\pi r} jk_0 \eta_0 [E_\theta(\theta, \varphi) \vec{e}_\theta + E_\varphi(\theta, \varphi) \vec{e}_\varphi] \quad (II.1)$$

avec  $\eta_0 = 120 \Pi \Omega$  l'impédance d'onde dans le vide.

Le champ magnétique  $\vec{H}_0$  s'écrit alors :

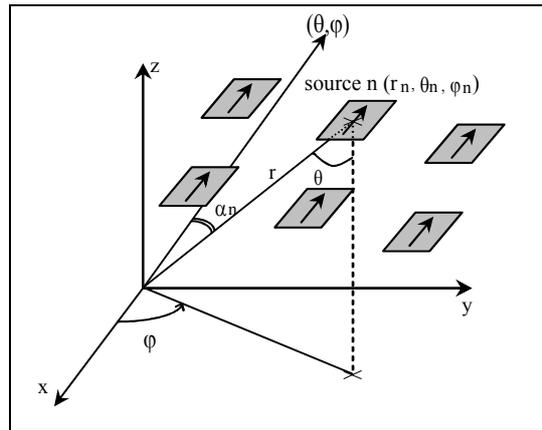
$$\begin{aligned} \vec{H} &= \frac{1}{\eta_0} \vec{e}_r \wedge \vec{E}_0 \\ &= \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} (-jk_0) [E_\varphi(\theta, \varphi) \vec{e}_\theta - E_\theta(\theta, \varphi) \cdot \vec{e}_\varphi] \end{aligned} \quad (II.2)$$

Pour un réseau de N éléments identiques (**Figure II.1**) et orientés parallèlement, le champ électrique lointain s'écrit :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \sum_{n=1}^N I_n \exp j(\psi_n + k_0 r_n \cos \alpha_n) \quad (II.3)$$

$$\cos \alpha_n = \sin \theta \sin \theta_n \cos(\varphi - \varphi_n) + \cos \theta \cos \theta_n$$

$\vec{I}_n = I_n e^{j\psi_n}$  représente la pondération complexe de l'élément n situé en  $(r_n, \theta_n, \varphi_n)$ .



**Figure II.1: Géométrie d'un réseau dans l'espace**

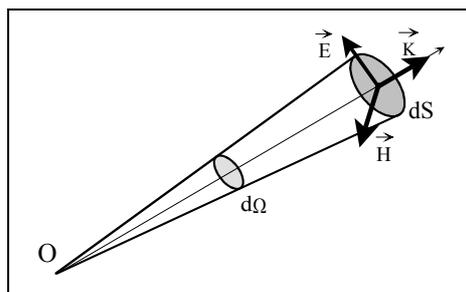
Par la relation (II.3) on voit que la polarisation du champ  $\vec{E}$  rayonné est identique à celle de la source unitaire, le facteur multiplicatif du réseau n'interviendra que sur l'amplitude et la phase du champ lointain.

Le vecteur de Poynting  $\frac{1}{2} \vec{E} \wedge \vec{H}^*$  est radial et son module qui représente la densité surfacique de puissance vaut :

$$\frac{dPr}{dS} = \frac{1}{2\eta_0} |\vec{E}|^2 \quad (II.4)$$

La densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide (**Figure II.2**) dans la direction  $\vec{e}_r$  est définie par :

$$\delta(\vec{e}_r) = \frac{dPr}{d\Omega} = \frac{1}{2\eta_0} |\vec{E}|^2 r^2 \quad (II.5)$$



**Figure II.2: Représentation graphique de la densité de puissance rayonnée**

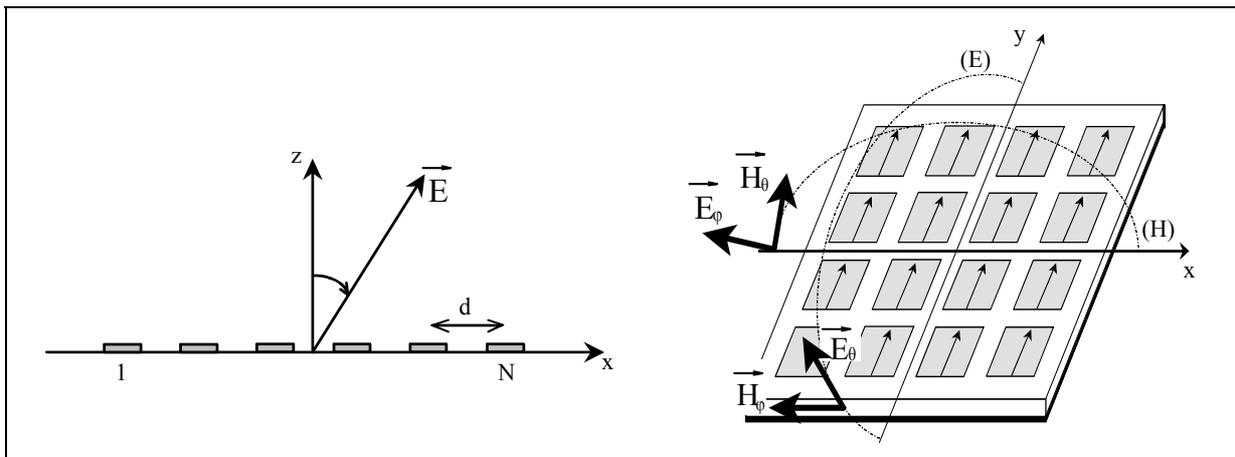
Le diagramme de rayonnement en puissance est une représentation graphique de cette densité stérique de puissance dans la direction  $\bar{e}_r$  normalisée par rapport à la densité maximale.

Notre étude se limitera aux réseaux linéaires (ou plans à variables séparables) dont le champ rayonné s'écrit :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \sum_{n=1}^N \bar{I}_n \exp(jk_0 x_n \sin\theta \cos\varphi) \quad (II.6)$$

**Plan E et H**

Pour simplifier l'étude, les diagrammes de rayonnement sont généralement représentés dans deux plans orthogonaux dits "plan E et H". Ceux-ci sont définis par rapport à la direction principale des courants induits à la surface de l'antenne élémentaire comme il suit, (**Figure II.3**) :



**Figure II.3: Réseau de N éléments et représentation du plan E et H**

**Plan E** : lieu des points de l'espace où le champ électrique rayonné par le courant source I est contenu dans ce plan.

**Plan H** : lieu des points de l'espace où le champ magnétique rayonné est contenu dans ce plan.

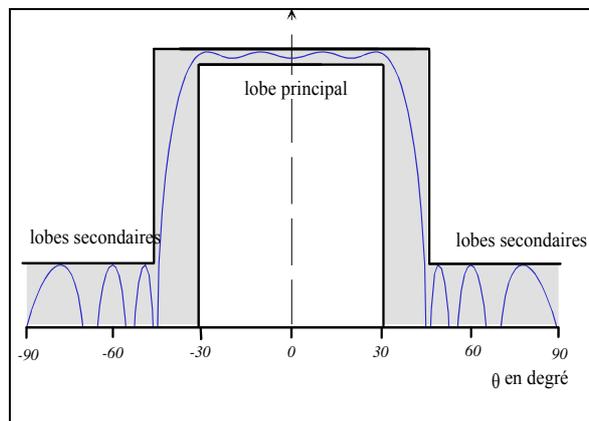
## II.2 Position du problème

Les spécifications sur le diagramme de rayonnement du réseau sont généralement définies à partir d'un gabarit où on impose le niveau des lobes secondaires et (ou) l'amplitude des oscillations dans la zone de formage (*Figure II.4*).

Mathématiquement, le problème consiste à résoudre un système d'équations généralement non- linéaire :

$$F_c(\underline{x}, \theta_j) = F_d(\theta_j) \quad j=1, \dots, M. \quad (II.7)$$

$\underline{x}$  est le vecteur des paramètres du réseau,  $F_c$  est la fonction de rayonnement calculée dans une direction  $\theta_j$  et,  $F_d$  est la valeur désirée dans cette même direction. La direction angulaire est discrétisée en  $M$  valeurs sur l'intervalle représentant une période de la fonction  $F_c$ .



**Figure II.4: Définition des spécifications sur le diagramme de rayonnement à partir d'un gabarit.**

La résolution du système d'équations (II.7), (généralement non- linéaire) doit s'effectuer à l'aide d'un algorithme itératif minimisant l'écart entre la fonction synthétisée et celle désirée.

La fonction d'erreur s'écrit :

$$ERR(\underline{x}) = \sum_j^M \|F_c(\underline{x}, \theta_j) - F_d(\theta_j)\| \quad (II.8)$$

La recherche d'un minimum s'effectuera en générant une suite des vecteurs  $\underline{x}_0, \dots, \underline{x}_n$  tels que :

$$ERR(\underline{x}_0) > ERR(\underline{x}_1) \dots > ERR(\underline{x}_n) \quad (II.9)$$

A chaque itération, il faut définir deux quantités essentielles: la direction ( $\underline{d}$ ) et le pas d'investigation ( $\underline{h}$ ),  $\underline{h}$  et  $\underline{d}$  sont deux vecteurs de  $n$  composantes chacun. Si  $\underline{x}(K)$  est le point de départ de la  $K^{\text{ième}}$  itération, le point de chute à l'itération suivant s'écrit :

$$\underline{x}(K+1) = \underline{x}(K) + \underline{h}(K)\underline{d}(K) \quad (II.10)$$

Le choix d'une méthode, correspondant au mieux à notre problème, repose sur les différentes hypothèses que l'on fait sur la fonction d'erreur, les contraintes et le domaine admissible.

## **II.3 Critère de choix d'une méthode de synthèse**

### **II.3.1 Norme d'erreur**

La minimisation de la fonction d'erreur définie en (II.8) doit s'effectuer en utilisant l'une des deux normes définies comme suit :

1. La norme euclidienne qui représente la somme des écarts au carré entre les fonctions synthétisée et désirée. La fonction synthétisée oscille autour de la fonction désirée et donc on ne peut pas maîtriser les écarts importants qui peuvent apparaître dans certaines directions.
2. La norme minmax, l'optimisation porte sur le maximum de l'écart entre les fonctions synthétisée et désirée. Cette norme correspond mieux aux spécifications désirées car on maîtrise le maximum d'écart qui peut exister entre les diagrammes calculé et désiré.

### **II.3.2 Temps de calcul et précision des résultats obtenus**

La précision dépend du nombre d'itérations que l'on se fixe ainsi que de l'ordre d'approximation que l'on effectue à chaque itération. Le temps du calcul dépend du type de

convergence de la méthode (linéaire, quadratique, etc...), de la formulation de la fonction objectif, et des valeurs initiales choisies.

### **II.3.3 Prise en compte des contraintes de réalisation pratiques**

1. Contraintes sur les paramètres de synthèse, par exemple des contraintes sur la dynamique du courant ou sur la position des éléments.
2. Possibilité d'introduire les pertes dans la formulation du problème (pertes diélectriques, métalliques, rayonnements).
3. Possibilité de tenir compte de couplage entre les éléments.

### **II.3.4 Contraintes sur la fonction synthétisée**

1. Amplitude d'oscillations dans le lobe principal et niveau de lobe secondaire optimal.
2. Possibilité de créer des zéros dans certaines directions privilégiées.
3. Zone de transition minimale de part et d'autre de la zone à couvrir (directivité maximale)

### **II.3.5 Possibilité de synthétiser des diagrammes de rayonnement réel ou complexe**

Le diagramme désiré est généralement défini en module donc, une formulation de la fonction d'erreur, comme décrite en (II.8), entraîne par le processus de minimisation un diagramme synthétisé réel. Une autre formulation du problème, où l'optimisation porte sur le module de la fonction calculée (complexe), permet de ne spécifier que le module du diagramme désiré et d'obtenir des diagrammes synthétisés complexes.

## **II.4 Elaboration du choix**

Une recherche bibliographique sur les méthodes d'optimisations numériques appliquées à la synthèse des réseaux d'antennes a permis de constater qu'un nombre important de méthodes ont été proposées [II.4].....[II.13].

Les méthodes portant sur différents objectifs fixés par leurs auteurs, une comparaison des performances de certaines de ces méthodes est illustré au (*Tableau II.1*).

	Analytiques (Fourier, Tcheb...)	Optimisations Linéaires (simplexe,...)	Polynomiales (Elliot)	Projection successive	Algorithmes génétiques	Technique Madsen Minmax	Réseaux de neurones
Paramètres de synthèse	Amplitude	Amplitude, Phase	Amplitude, Phase	Amplitude, Phase	Position	Amplitude, Phase, position	Amplitude et (ou) Phase
Critère d'erreur (moindre carré, minmax)	M.C, autre	M.C, Minmax	Autre	M.C	M.C, autre	Minmax	OUI
Synthèse réelle ou en puissance	NON	NON	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
Prise en compte du couplage	NON	NON	OUI	NON	NON	OUI	OUI
Contraintes sur les paramètres de synthèse	NON	NON	NON	OUI	NON	OUI	OUI
Temps de calcul	RAPIDE	RAPIDE	---	MOYEN	LENT	RAPIDE	Très RAPIDE
Possibilité de développement	NON	NON	NON	OUI	OUI	OUI	OUI

**Tableau II.1 : Performances des différentes méthodes de synthèse**

### **III- Théorie de la méthode de synthèse**

Tous les problèmes d'optimisations peuvent se réduire à la minimisation d'un scalaire appelé "fonction objectif" ou "fonction d'erreur". Cette fonction est une représentation de la différence qui existe entre les performances réelles (synthétisées) et désirées (imposées) de l'application que l'on traite.

On note  $ERR(\underline{x})$  cette fonction d'erreur :

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \xrightarrow{ERR} ERR(x_1, \dots, x_n) \quad (II.11)$$

$\mathfrak{R}$  et  $\mathfrak{R}^N$  représentent respectivement l'ensemble des réels à une et N dimensions. Le vecteur  $\underline{x}$  représente l'ensemble des paramètres accessibles à l'utilisateur et donc modifiable pendant le processus d'optimisation.

Dans le cas de synthèse des réseaux d'antennes à rayonnements spécifiés, les paramètres de synthèse peuvent être le courant d'excitation (amplitude et (ou) phase) et dans certains cas les positions relatives des sources. L'optimisation n'est jamais conduite sans que l'on ait à satisfaire un certain nombre de conditions restrictives (contraintes) portant sur les paramètres de réseau ou sur l'une de ses performances (directivité, rapport  $S/B$ , etc...).

### **IV- Définition du critère d'erreur**

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que le but de l'optimisation est de réduire le plus possible la fonction objective  $ERR(\underline{x}, \theta)$ . Dans la direction  $\theta_j$  cette fonction est définie comme suit :

$$ERR(\underline{x}, \theta_j) = \omega(\theta_j) [E_c(\underline{x}, \theta_j) - E_d(\theta_j)] \quad (II.12)$$

- où  $E_c$  est le champ calculé ;  $E_d$  est la valeur désirée dans la direction  $\theta_j$ .
- $\omega(\theta_j)$  est une fonction poids, elle permet de privilégier certaines directions de l'espace par rapport à d'autres en leur donnant une importance plus grande dans la fonction d'erreur.

Cette possibilité sera employée pour pouvoir contrôler simultanément le niveau de lobes secondaires et le niveau d'oscillations du lobe dans la zone à couvrir.

On effectue une mesure d'erreur globale en prenant la norme de  $ERR(\underline{x}, \theta)$ . Les deux principales normes utilisées déterminent les deux grandes familles d'algorithmes d'optimisations numériques : ce sont la norme euclidienne (moindre carré) et la norme minmax.

La norme euclidienne s'écrit :

$$\|ERR(\underline{x})\| = \left[ \sum_{j=1}^M \|ERR(\underline{x}, \theta_j)\|^2 \right]^{1/2} \quad (II.13)$$

et la norme minmax est définie comme suit :

$$\|ERR(\underline{x})\| = \max_j \|ERR(\underline{x}, \theta_j)\| \quad j = 1, \dots, M \quad (II.14)$$

Où M représente le nombre des directions angulaires échantillonnées.

La norme euclidienne représente une moyenne de l'erreur commise dans toutes les directions angulaires. Cette norme peut engendrer de grandes oscillations (phénomène de GIBBS) au voisinage de la zone de transition. Par contre, la norme minmax mesure l'erreur maximale commise dans toutes les directions échantillonnées, ce qui permet d'obtenir des diagrammes synthétisés à ondulations constantes (equal ripple) dans le lobe principal (formé) et à des lobes secondaires isoniveaux (en général). D'après EVANS [II.14], cette forme du diagramme constitue le meilleur compromis que l'on peut obtenir entre taux d'ondulation et niveau de lobes secondaires. Cette norme sera retenue par la suite pour définir la fonction d'erreur.

## **V- Etude des contraintes**

### **V.1 Contrainte de directivité maximale**

La directivité caractérise l'aptitude d'un aérien à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction privilégiée.

Elle est définie comme suit : 
$$D(\vec{u}) = \frac{\delta(\vec{u})}{\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} \delta(\vec{u}) d\Omega} \quad (II.15)$$

$\delta(\vec{u})$  est la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide.

**Théorème** : La synthèse d'un réseau d'antennes à diagramme de rayonnement spécifié avec un maximum de directivité est réalisée lorsque la loi d'excitation est symétriquement conjuguée (symétrique en amplitude et antisymétrique en phase) par rapport au centre de l'alignement [II.15].

On limite notre démonstration aux cas où le nombre des éléments du réseau est impair, les cas où le nombre est pair se montre d'une façon analogue (*ANNEXE V*).

Donc un diagramme réel (à phase constante) permet d'avoir un maximum de directivité de réseau. Or, la transformé de Fourier inverse qui relie le champ lointain à l'éclairement du réseau fait correspondre au diagramme réel une loi d'excitation symétrique conjuguée par rapport au centre de l'alignement [II.17]. **Donc, ce type d'excitation permet d'avoir des résultats optimaux dans les cas de synthèses des réseaux directifs.**

## V.2 Formulation du problème de synthèse réelle et en puissance

Selon l'écriture de la fonction d'erreur deux types de synthèse se dégagent, une dite "réelle" l'autre "en puissance".

### Synthèse réelle

Donnons tout d'abord la formulation du critère d'erreur:

$$ERR(\theta_j) = \max_j \|F_c(\theta_j) - F_d(\theta_j)\| \quad j = 1, \dots, M \quad (II.16)$$

$F_c$  et  $F_d$  sont respectivement les fonctions de rayonnement calculée et désirée.

Pour la synthèse réelle, la fonction désirée est définie en module et entraîne par le processus de minimisation du critère d'erreur (II.16) un diagramme de rayonnement réel.

Ainsi, la loi d'excitation est symétrique en amplitude et conjuguée en phase. Le champ calculé devient alors: [II.1]:

$$ERR(\theta_j) = \max_j |E_c(\theta_j) - E_d(\theta_j)| \quad j = 1, \dots, M \quad (II.17)$$

et

$$E_c(\theta_j) = 2 \sum_{i=1}^N I_i \cdot \cos(k_0 \cdot x_i \cdot \sin(\theta_j) + \varphi_i) \quad (II.18)$$

Dans la suite de cette étude, seuls des réseaux linéaires à sources équidistantes sont synthétisés. Pour chaque application, le gabarit, le nombre d'éléments, la distance entre les sources en longueur d'onde et le diagramme élémentaire sont fournis.

### Synthèse complexe ou en puissance

La synthèse en puissance ne fait aucune hypothèse sur la phase du diagramme désiré, la synthèse ne porte que sur le module de la fonction calculée (II.19), complexe de rayonnement [II.1, II.2].

$$ERR(\theta_j) = \max_j \left| |E_c(\theta_j)| - E_d(\theta_j) \right| \quad j = 1, \dots, M \quad (II.19)$$

Le diagramme résultant est complexe, les coefficients d'excitation et la géométrie du réseau ne sont soumis à aucune loi de symétrie.

Le champ rayonné peut se mettre sous la forme suivante (II.20).

$$E_c(\theta_j) = E_0(\theta_j) \cdot |F(\theta_j)| \cdot e^{j\varphi_i} \quad (II.20)$$

Ou  $E_0(\theta_j)$  est le champ élémentaire d'une source et  $F(\theta_j)$  est une fonction de  $\theta_j$ .

Il existe une multitude de solutions due à la phase initiale aléatoire du diagramme désiré. A nous de déterminer quelle est la meilleure en fonction des résultats fournis.

### **V.3 Contraintes sur le courant d'excitation ou sur les positions des éléments**

Dans beaucoup de cas, il est nécessaire d'imposer des limitations sur certains paramètres du réseau tels que des contraintes sur le module du courant ou sur l'espacement entre les sources. L'idée suivie est de substituer aux variables d'optimisation une fonction incluant les limitations. On obtient alors l'optimum en cherchant le minimum d'une suite de fonctions sans contraintes.

#### **V.3.1 Contraintes sur le module du courant**

En général, les contraintes sont de la forme :

$$a_i \leq |\tilde{I}_i| \leq b_i \quad (II.21)$$

Dans ce cas, le module du courant dans la fonction d'erreur peut être substitué par la fonction :

$$I_i = a_i + (b_i - a_i) \sin^2 I'_i \quad (II.22)$$

La variable de synthèse est  $I'_i$  (sans contrainte).

#### **V.3.2 Contraintes sur les positions des éléments**

En général, ces contraintes sont liées à la dimension physique de l'élément rayonnant ou à des effets indésirables fonctions de la distance entre éléments (couplage par exemple). Ces contraintes sont de la forme :

$$x_i - x_{i-1} \geq D \quad (II.23)$$

Pour en tenir compte, la variable  $x_i$  sera remplacée par la fonction :

$$x_i = (i-1)D + \sum_{j=1}^i x_j^2 \quad (II.24)$$

La variable de synthèse est alors  $x'_i$ .

#### **V.3.3 Possibilité de tenir compte du couplage**

Le coefficient de réflexion à l'accès  $i$  peut s'écrire:

$$\Gamma_i = \frac{b_i}{a_i}, \quad b_i = \sum_{j=1}^N S_{ij} \cdot a_j \quad (II.25)$$

- $a_i$  représente l'onde de puissance incidente à l'accès  $i$ .
- $b_i$  représente l'onde de puissance réfléchie à l'accès  $i$ .

$$E(\theta_j) = \sum_{i=1}^N E_0(\theta_j)(a_i - b_i)e^{jk_0 \cdot x_i \cdot \sin(\theta_j)} \quad (II.26)$$

Nous détaillons l'effet de couplage avec une formulation complète dans le (**chapitre IV**)

## **VI- Algorithme de MADSEN** [II.13], [II.18].....[II.24]

La méthode d'optimisation non- linéaire cherche à résoudre le système d'équations non- linéaires :

$$ERR(\underline{x}, \theta_j) = 0 \quad j = 1, \dots, M \quad (II.27)$$

Au sens de minmax où il s'agit de trouver le vecteur  $\underline{x}$  de paramètres, de synthèse, qui minimise le maximum de la fonction erreur :

$$\overline{ERR}(\underline{x}) = \max_j \|ERR(\underline{x}, \theta_j)\|^2 \quad j = 1, \dots, M \quad (II.28)$$

L'approche suivie consiste à approximer la fonction non- linéaire pour laquelle on peut calculer un sous gradient en tout point, par linéarisation tangentielle, puis affiner itérativement l'approximation. On est ainsi amené à résoudre un système d'équations linéaires auquel des contraintes peuvent être rajoutées au fur et à mesure des itérations, pour assurer la convergence de la méthode.

A l'itération  $K+1$ , le vecteur  $\underline{x}_{k+1}$  s'écrit :

$$\underline{x}(K+1) = \underline{x}(K) + \underline{h}(K) \quad \underline{h}(K) = (h_1, \dots, h_n) \quad (II.29)$$

L'optimisation porte sur le système d'équations linéarisé où  $\underline{h}(K)$  est la solution qui minimise le maximum de la fonction d'erreur linéarisée :

$$\overline{ERR}(\underline{h}(K), \theta_j) = ERR(\underline{x}(K), \theta_j) + \text{grad}(ERR(\underline{x}(K), \theta_j)) \cdot \underline{h}(K) \quad j = 1, \dots, M$$

(II.30)

$\underline{h}(K)$  doit satisfaire une certaine contrainte :

$$\max_{i=1,\dots,n} \|h_i\| \leq \lambda(K) \quad (II.31)$$

Afin de s'assurer une bonne approximation linéaire du système d'équations (II.27). La recherche d'un minimum du système linéaire est équivalente au problème d'optimisation classique.

$$\text{Min } \hat{\text{ERR}}(\underline{h}(K)) = \sum_{i=1}^N a_i h_i$$

sous les contraintes (II.32)

$$\overline{\text{ERR}}(\underline{h}(k), \theta_j) \leq \text{ERR}(\underline{x}(K), \theta_j) \quad j = 1, \dots, M$$

$$\|h_i\| \leq \lambda(K) \quad i = 1, \dots, N$$

$$\text{ou } \hat{\text{ERR}}(\underline{h}(K)) = \text{Max}_j \left| \text{ERR}(\underline{x}(K), \theta_j) + \text{grad}(\text{ERR}(\underline{x}(K), \theta_j)) \cdot \underline{h}(K) \right| \quad (II.33)$$

La convergence de la méthode est assurée en ajustant la valeur de  $\lambda(k)$  à chaque itération. Ainsi le point  $x(k+1)$  sera un point de chute si la décroissance du maximum, la fonction ( $\overline{\text{ERR}}(\underline{x}(K))$ ) excède une fraction de la décroissance du maximum de la fonction linéarisé ( $\overline{\text{ERR}}(\underline{x}(K))$ ) :

$$\overline{\text{ERR}}(\underline{x}(K)) - \overline{\text{ERR}}(\underline{x}(K) + \underline{h}(K)) \geq \rho_1 (\hat{\text{ERR}}(\underline{x}(K)) - \hat{\text{ERR}}(\underline{x}(K) + \underline{h}(K)))$$

$$\rho_1 \leq 1 \quad (II.34)$$

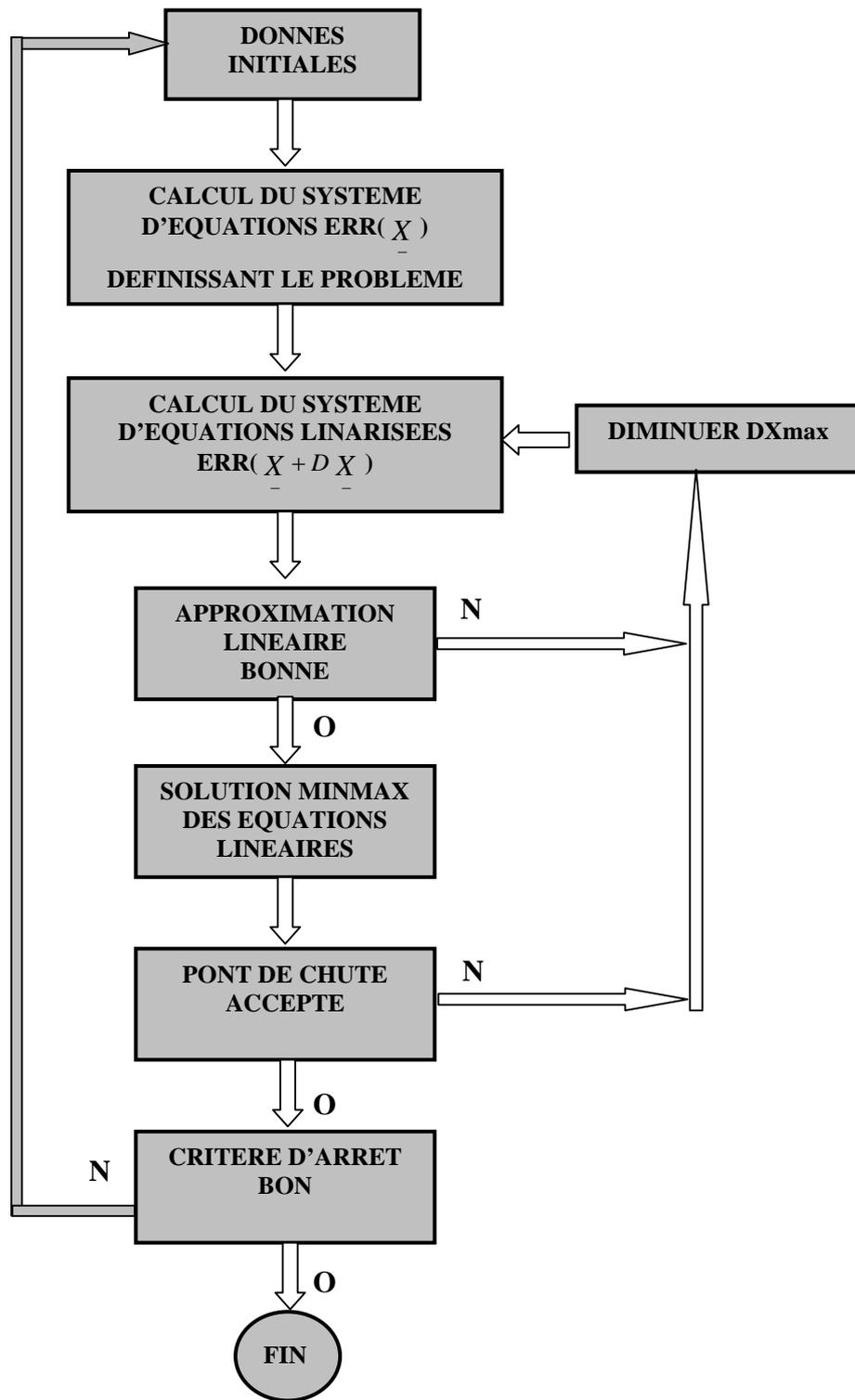
Si non l'approximation linéaire est insuffisante, la valeur de  $\lambda(k+1)$  sera diminuée :

$$\lambda_{k+1} = \rho_2 \lambda_k \quad \rho_2 < 1 \quad (II.35)$$

Les itérations seront arrêtées si l'un des critères suivants est atteint :

1. le maximum de la fonction d'erreur est inférieur à une certaine valeur.
2. le maximum de  $\|h\|$  devient très faible par rapport au  $\|x\|$ .

L'organigramme de la méthode est représenté en (**Figure II.5**). La solution du système d'équations linéaires (II.32) est assurée avec une méthode classique d'optimisation d'équations linéaires avec contraintes.

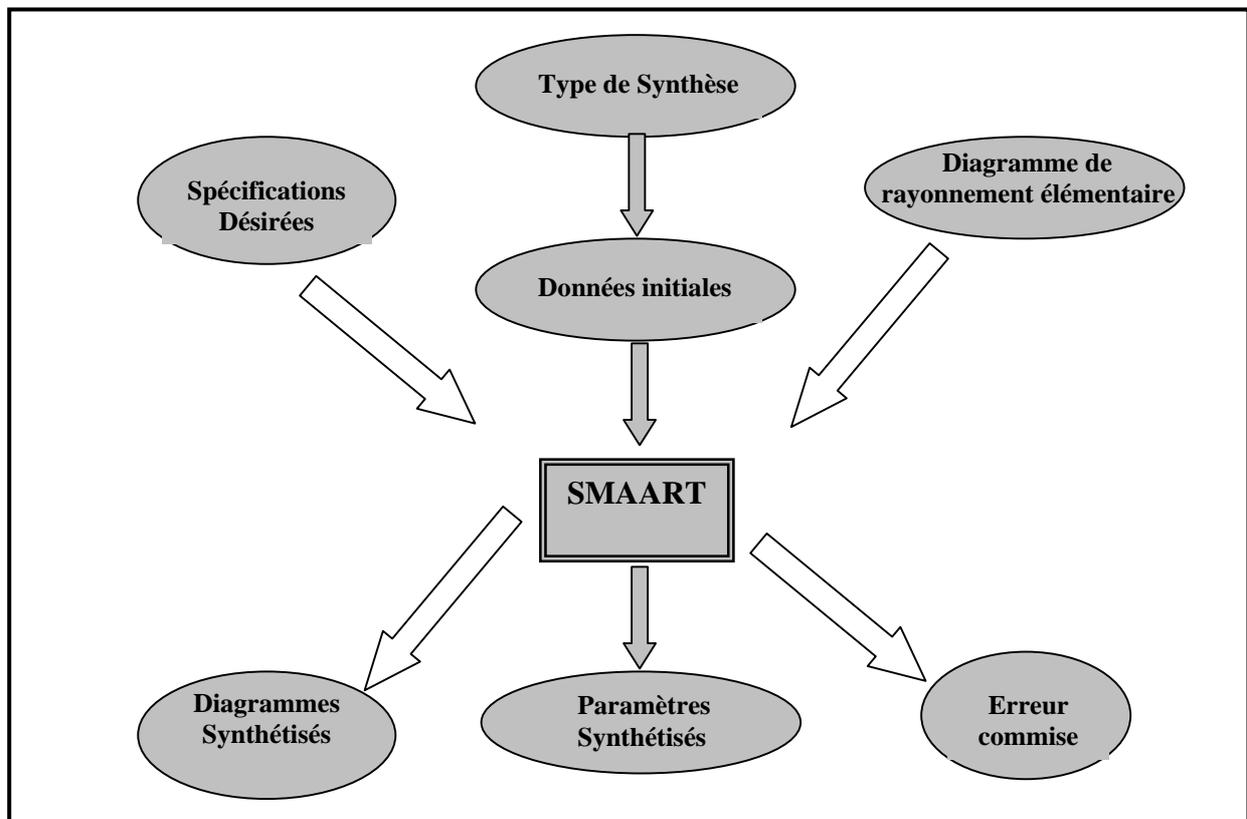


**Figure II.5 - Organigramme de la méthode "Minimax".**

## **VII- Synthétique du logiciel de synthèse**

La méthode de synthèse (**SMAART** pour **S**mart **A**ntennas **A**rrays **T**echnic) a été installée sur un ordinateur personnel. Le synoptique du logiciel est représenté en (**Figure II.6**). Les étapes de cette méthode sont :

- Une partie initialisation, où sont définis l'étude et les objectifs désirés.
- Une partie calcul.
- Une partie traitement des résultats.

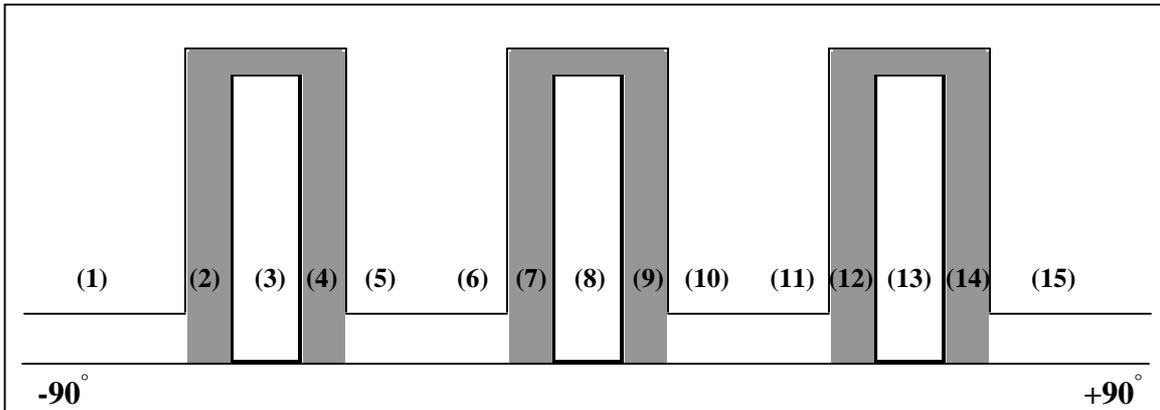


**Figure II.6 - Synthétique du logiciel de synthèse**

- *Les spécifications sur le module du diagramme de rayonnement désiré.*

Ces spécifications sont définies à partir des fonctions poids qui contrôlent le niveau des lobes secondaires et de l'amplitude maximale des oscillations des lobes principaux formés, dans les différentes zones constituant le plan de formage (gabarit), (**Figure II.7**). La définition du gabarit commence par la spécification des domaines angulaires de  $T1$  à  $T15$ . Pour des diagrammes formés :

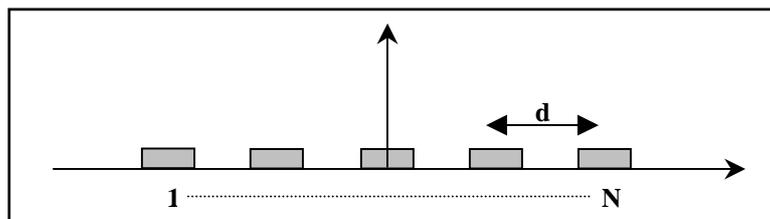
- De trois lobes principaux, on définit toutes les zones angulaires  $T1$  à  $T15$ .
- De deux lobes principaux ou d'un lobe et zéro, on a  $T1=T2=T3=T4=T5=T6$ .
- D'un seul lobe principal,  $T1=T2=T3=T4=T5=T6=T7=T8=T9=T10$ .



**Figure II.7 : Définition des spécifications.**

➤ **Géométrie de réseau :**

On considère  $N$  antennes (*sources rayonnantes*) identiques et linéaire (**Figure II.8**), mais dont on connaît les caractéristiques individuelles: position par rapport à un point dans un repère fixe, dimensions, comportement élémentaire du champ électrique dans son environnement (*on néglige le phénomène de couplage entre sources*).



**Figure II.8 : Représentation d'un réseau linéaire.**

- **Le diagramme de rayonnement élémentaire qui peut être calculé ou mesuré.**
- **Les contraintes sur les coefficients synthétisés :** On peut synthétiser des diagrammes réels où le réseau sera symétrique et d'excitations complexes symétriques conjuguées par rapport à son centre, et des diagrammes complexes où les coefficients d'excitations ne sont soumis à aucune loi de symétrie.

On peut aussi imposer des limitations sur le module de pondérations des sources.

➤ ***Le type de synthèse :***

La synthèse peut être effectuée en amplitude et (ou) en phase et dans certains cas en amplitude et en position d'éléments. Notre travail consiste seulement à la *synthèse en phase*.

➤ ***Les paramètres de synthèse initiaux :***

Une loi d'alimentation uniforme est généralement suffisante.

En sortie le logiciel de synthèse génère :

➤ ***Les paramètres synthétisés :***

Ils varient en nature et en nombre suivant le type de synthèse spécifié. Les amplitudes et phases des excitations permettent de concevoir le répartiteur de puissance du réseau et d'écarter certaines tentatives de synthèse lorsque des éléments ne sont pas excités.

➤ ***Le diagramme synthétisé :***

Il évalue qualitativement le diagramme de rayonnement du réseau, c'est souvent sur son unique aspect que l'on approuve ou rejette une tentative de synthèse.

➤ ***Un compte rendu de l'erreur maximum commise :***

On en déduit le niveau des lobes secondaires et l'amplitude des oscillations dans le lobe principal. Cette erreur est également source d'acceptation ou de rejet de la tentative.

## **VIII- Applications à la synthèse de réseaux linéaires**

Dans ce paragraphe nous présentons différents cas de synthèses réelles de réseaux linéaires à rayonnements spécifiés pour illustrer les différentes possibilités offertes par la méthode d'optimisation afin de prouver l'efficacité et la souplesse du logiciel de synthèse. La synthèse est

## Chapitre II : Technique de synthèse des diagrammes de rayonnement avec la phase seulement

effectuée avec des réseaux de 8 sources espacées de  $0.5 \lambda_0$ , les diagrammes synthétisés sont les suivants :

- Diagramme directif avec des niveaux de lobes secondaires faibles (*Figure II.9*)
- Diagramme directif avec des niveaux de lobes secondaires dissymétriques (*Figure II.10.a, b et c*)
- Diagramme directif avec un zéro dans une zone angulaire privilégiée (direction d'interférence) (*Figure II.11.a, b et c*).
- Deux diagrammes directifs dans deux directions désirées (*Figure II.12.a et b*).
- Trois diagrammes directifs dans trois directions désirées (*Figure III.13.c et d*).

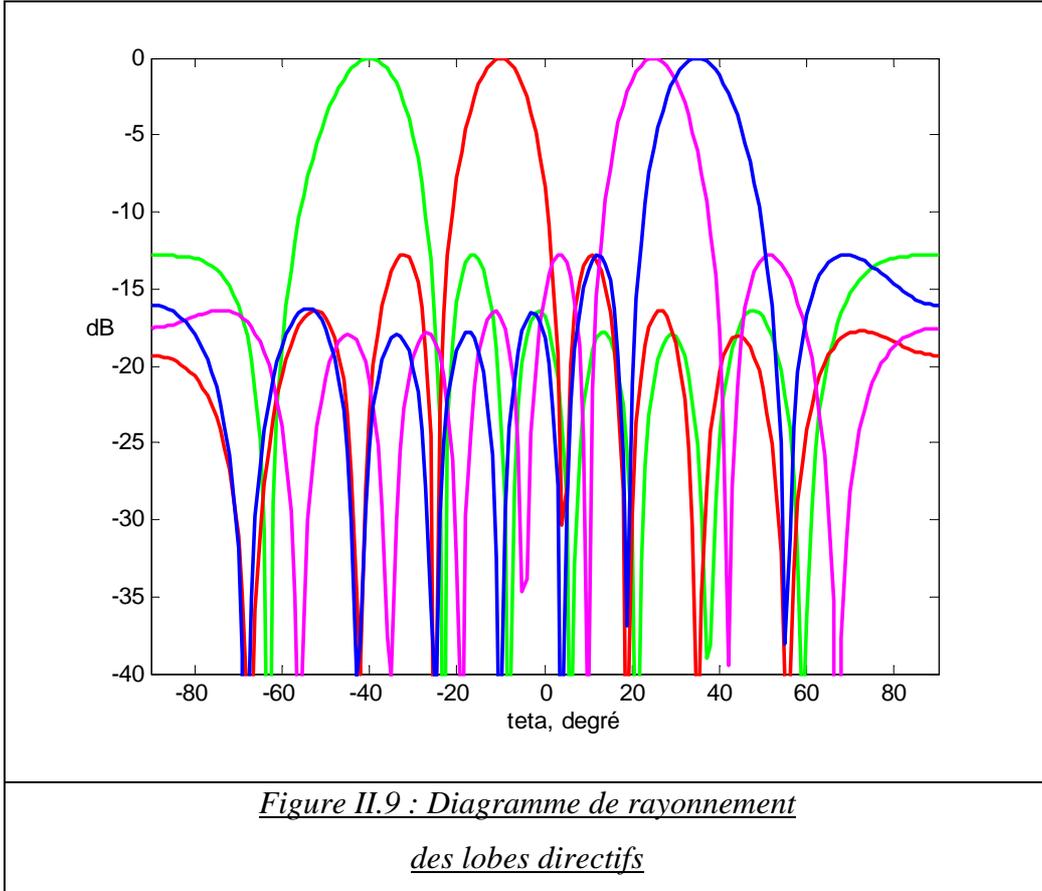
Les différentes excitations synthétisées sont reportées aux tableaux (*II.2, II.3, II.4 et II.5*).

### Cas 1: Lobe directif et Lobes secondaires dissymétriques

La solution optimale trouvée est celle d'un réseau excité avec un gradient de phase (*Figure II.9*). Ce qui confirme les résultats théoriques prouvés par [II.25] et qui justifie l'efficacité de notre technique de synthèse. Les résultats (*Figures II.10.a, .b et .c*).montrent que l'abaissement des lobes secondaires d'un coté au dessous de (-25 à -35 dB) implique une remontée de l'autre coté jusqu'à -10 dB.

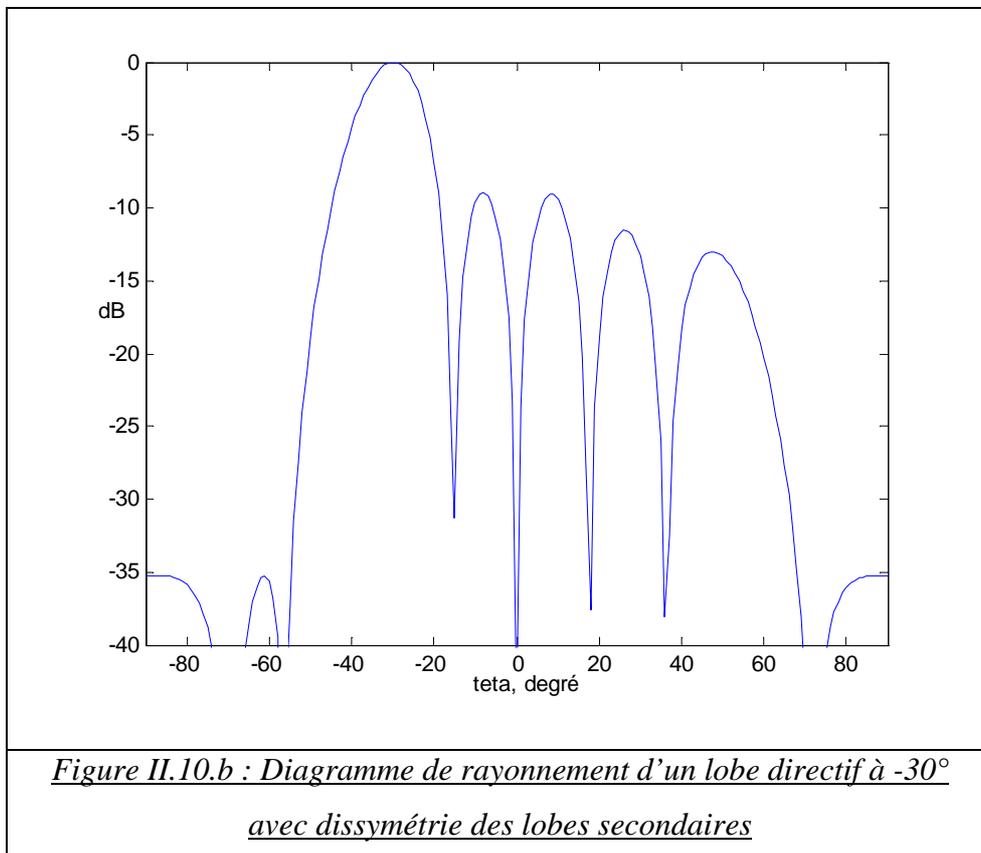
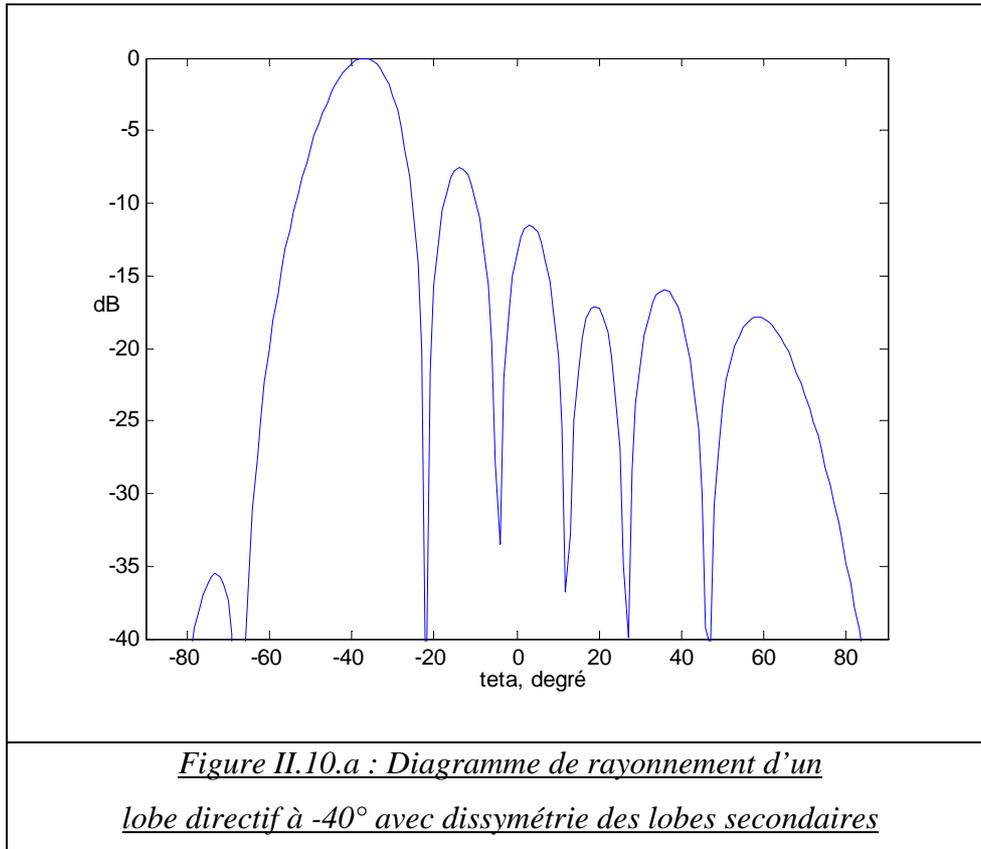
	Excitations Synthétisées			
	-40°	-10°	25°	35°
1	58	15.3	-38.2	-51.9
2	173.2	46.8	-113.8	-154.5
3	288.6	77.8	-189.8	102.7
4	43.9	109.3	94.5	-0.6
5	159.3	140.8	18.9	-103.2
6	274.7	172.3	-56.7	-205.8
7	30.1	203.8	-132.3	-308.4
8	145.5	235.3	-207.9	51

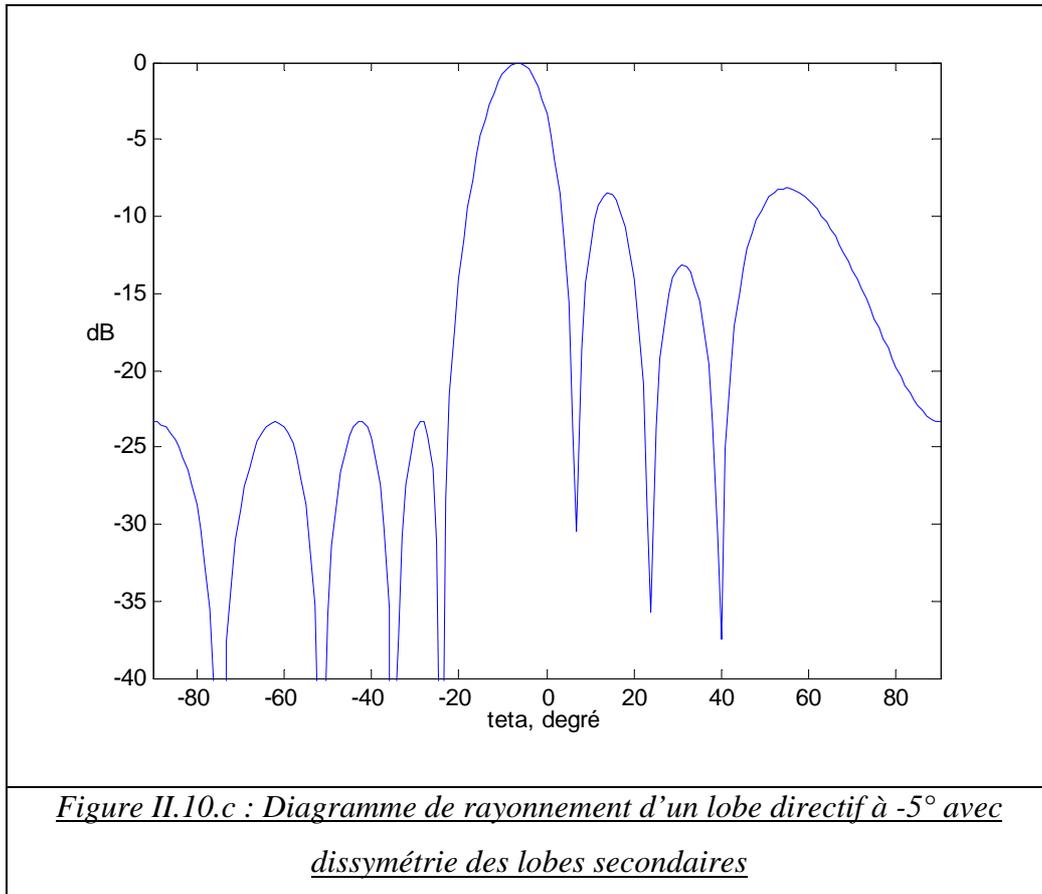
*Tableau II.2 : Excitations synthétisées des lobes directifs*



	Excitations Synthétisées		
	-40°	-30°	-5°
1	2	73	-51
2	74	103	-79
3	175	-144	-29
4	-58	-42	-33
5	58	42	33
6	-175	144	29
7	-74	-103	79
8	-2	-73	51

*Tableau II.3 : Excitations synthétisées d'un lobe  
directif avec des lobes secondaires dissymétriques*



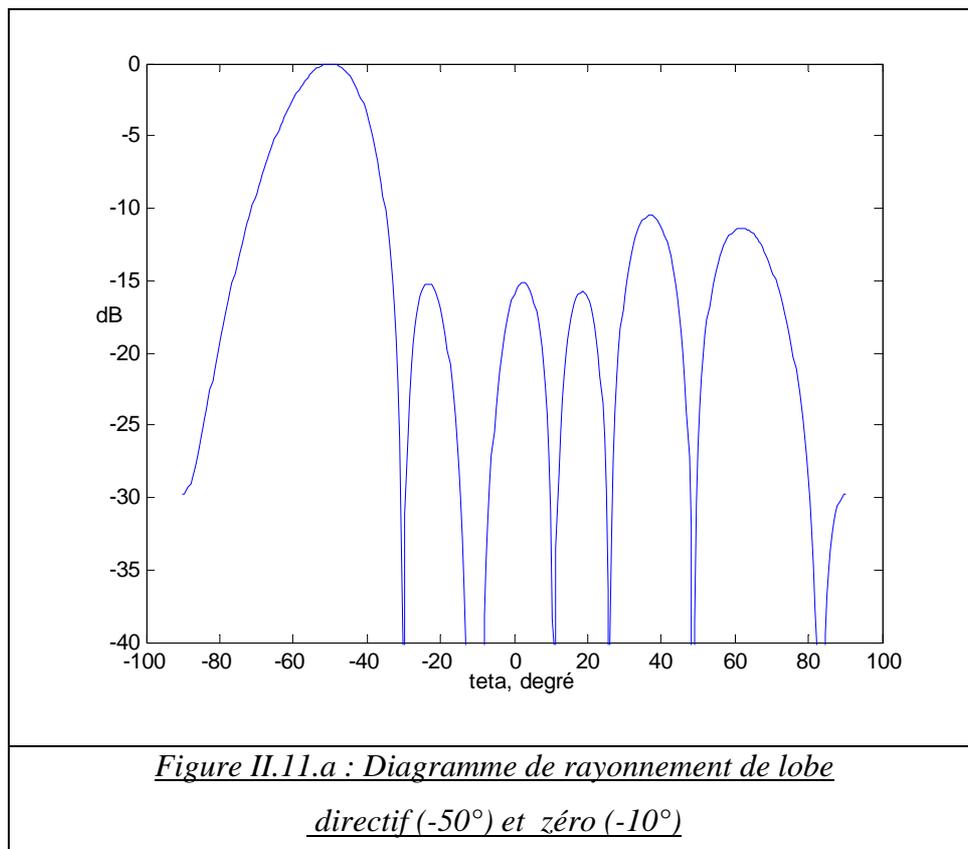


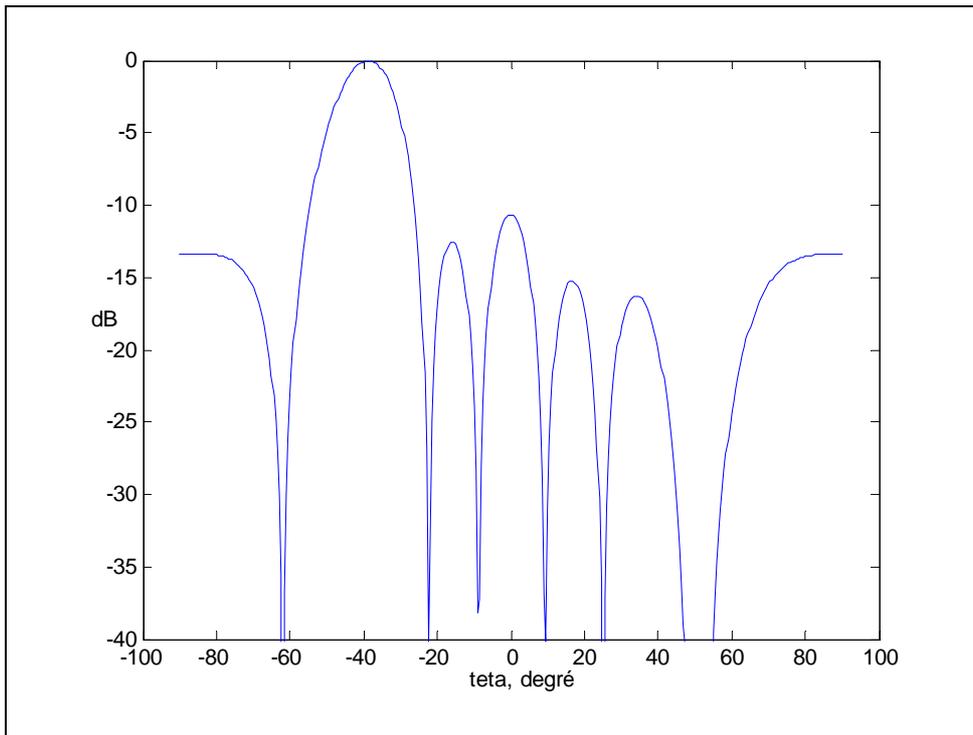
**Cas 2: Lobe et zéro**

La possibilité de création d'un zéro dans certaines zones angulaires est primordiale. Dans les applications des antennes adaptatives, il faut pouvoir générer un lobe principal et aussi un zéro dans tout le domaine angulaire de couverture. Trois cas sont présentés (**Figures II.11.a, .b, et .c**). Dans tous les cas l'abaissement de niveau du zéro se fait au détriment du niveau des lobes secondaires qui remontent jusqu'à -10 dB. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode mais avec un temps de calcul de l'ordre de 10 secondes.

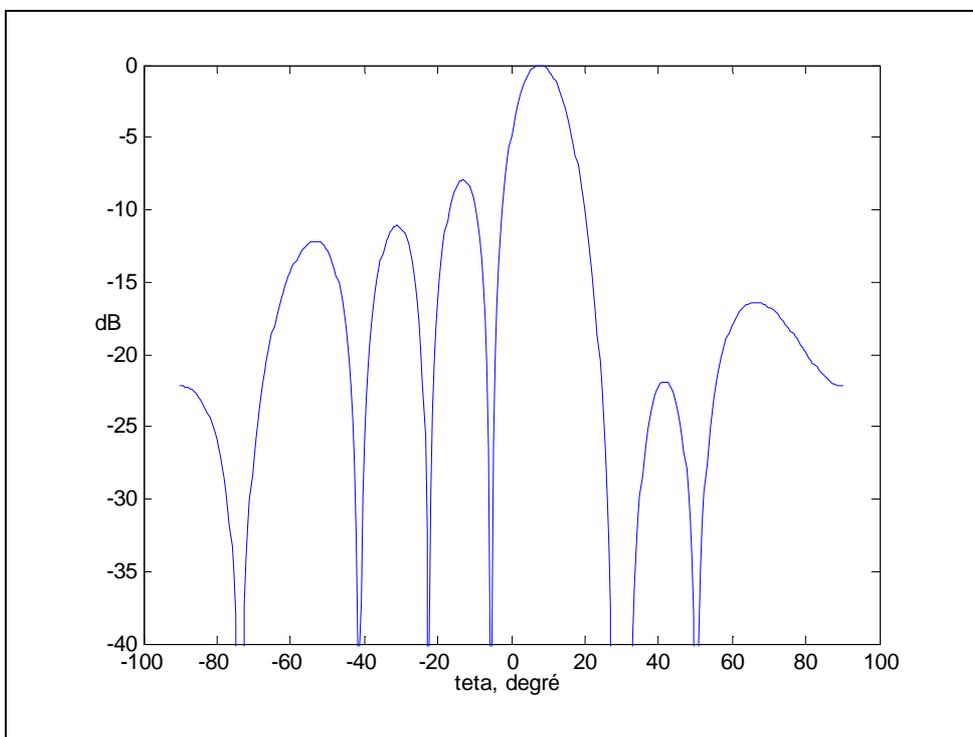
	Excitations Synthétisées		
	-50° et -10°	-40° et 50°	10° et 30°
1	225	335	60
2	35	60	85
3	155	195	50
4	280	315	20
5	80	45	340
6	205	165	310
7	325	300	275
8	135	25	300

*Tableau II.4 : Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée) et zéros (interférence)*





*Figure II.11.b : Diagramme de rayonnement de lobe  
directif (-40°) et zéro (50°)*



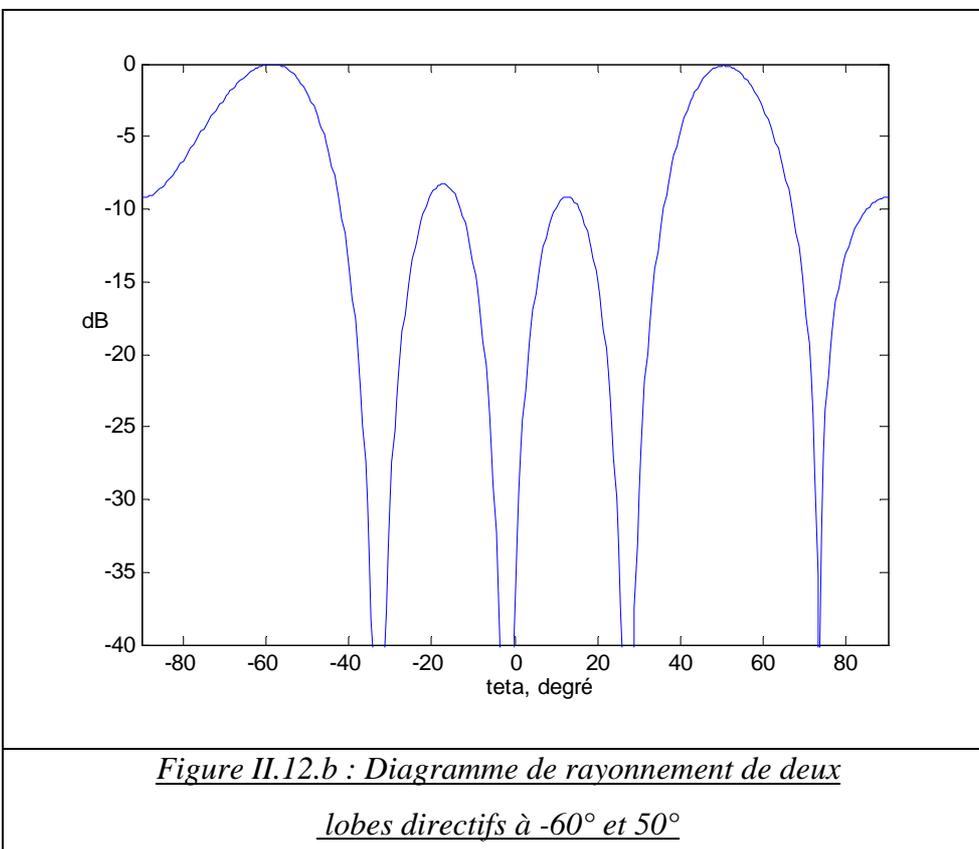
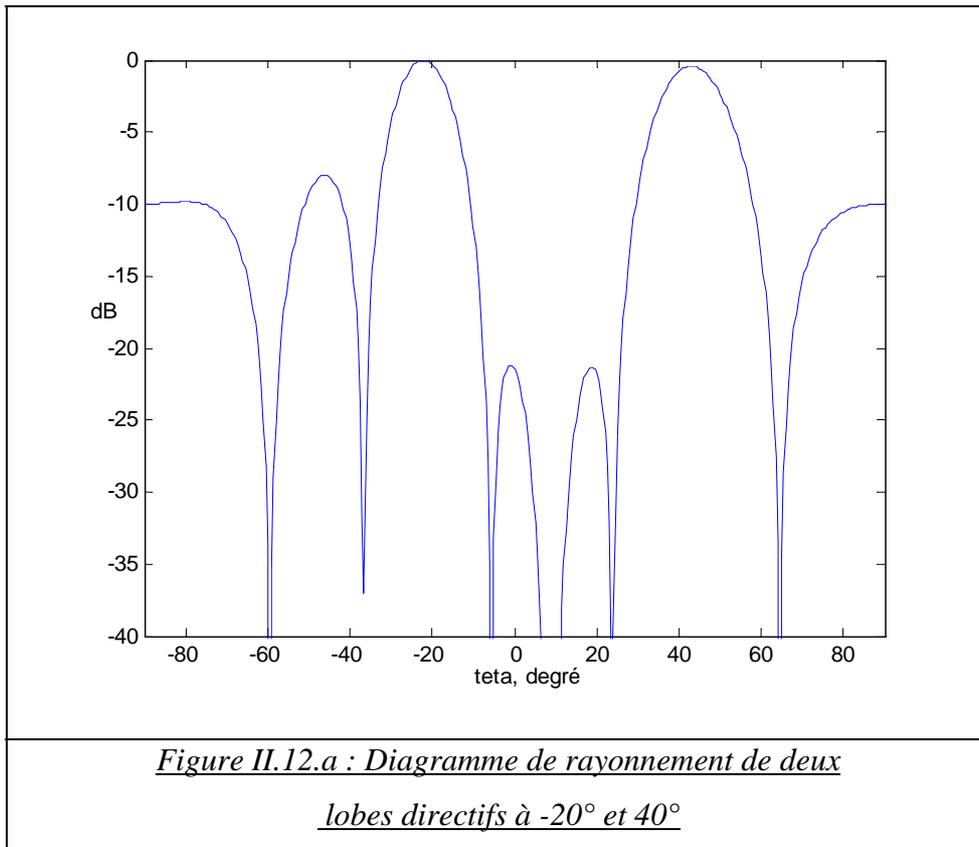
*Figure II.11.c : Diagramme de rayonnement de lobe  
directif (10°) et zéro (30°)*

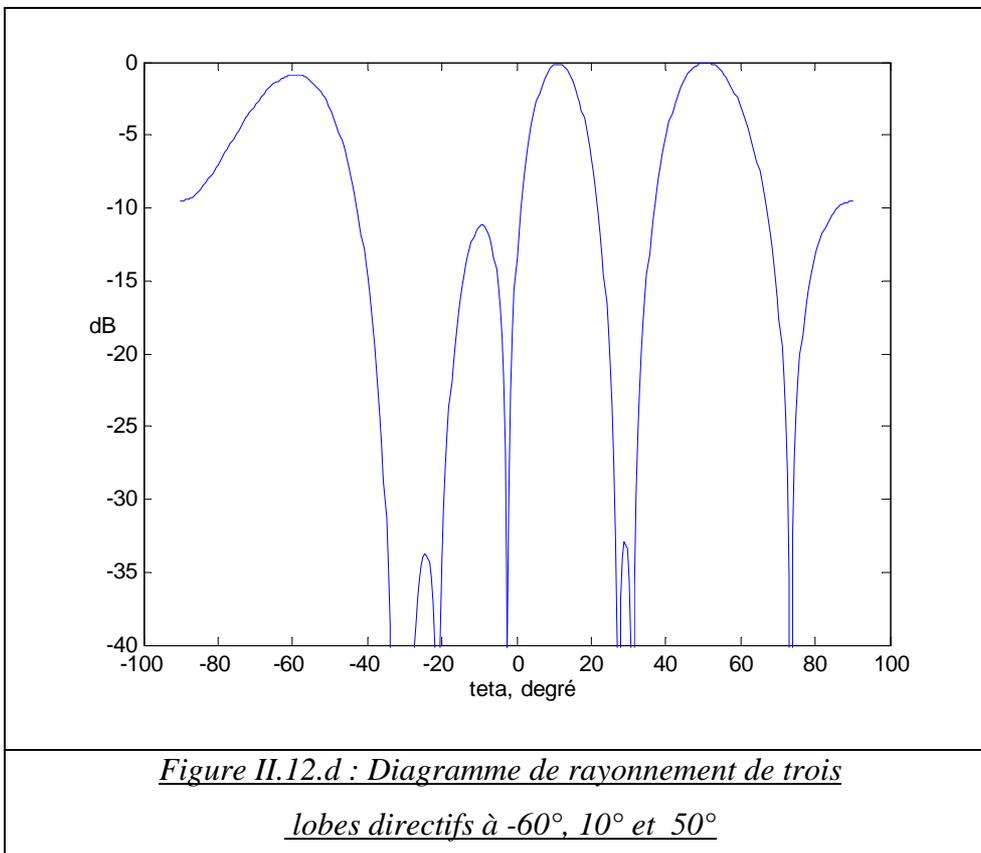
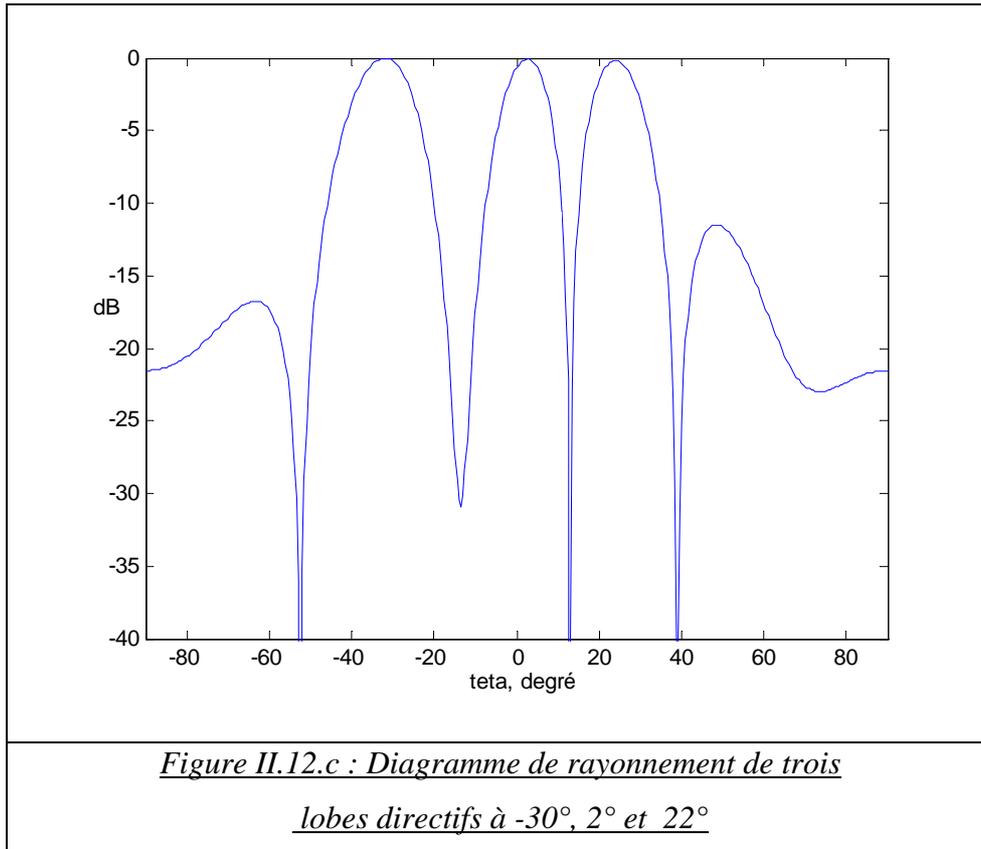
**Cas 3: Multi- Lobes**

La création d'un faisceau multi-lobes est nécessaire pour pouvoir couvrir plusieurs sources utiles simultanément, avec la possibilité de balayer la totalité du domaine angulaire de couverture radio. Nous présentons deux exemples de synthèse à deux lobes (**Figures II.12.a et b**) et à trois lobes (**Figures II.12.c et d**). Le temps de calcul de chaque cas est de l'ordre de 10 secondes.

	Excitations Synthétisées			
	-20° et 40°	-60° et 50°	-30°, 2° et 22°	-60°, 10° et 50°
1	95	155	225	135
2	245	340	220	20
3	225	170	100	130
4	15	355	135	15
5	345	5	225	345
6	135	190	260	230
7	115	20	140	340
8	265	205	135	225

*Tableau II.5: Excitations synthétisées  
de deux lobes directifs*





Les résultats de simulation montrent une bonne efficacité de la méthode utilisée pour les différents cas spécifiés.

## **IX- Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons développé une technique de synthèse de lobe rayonné seulement à partir des phases d'excitation sur chaque élément d'antenne réseaux. La technique d'optimisation de Madsen a été utilisée pour synthétiser des lobes directifs avec le critère Minmax. Le niveau de diagramme de rayonnement peut être contrôlé dans chaque direction avec des coefficients de pondération du lobe. La technique développée a été testée sur divers types de lobes directifs avec des zéros qui peuvent balayer la totalité de domaine angulaire entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ . Le temps de calcul de cette méthode est de l'ordre de quelques secondes, ce qui rend cette technique inadaptée pour des applications qui nécessitent une réponse très rapide comme le cas de réseau adaptatif où les applications d'adaptabilité en temps réel. D'où la nécessité de chercher des techniques plus rapides de formation de lobes.



---

---

## **Bibliographie**

---

---

[II.1] M. Rammal, "*Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées, Application à la conception de réseaux à lobes formés*".Thèse de Doctorat n°3-93, UER des sciences, Université de Limoges, Janvier 1993.

[II.2] D.Eclercy, "*Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastiques*", thèse de doctorat 22 septembre 1998.

[II.3] P. Dufrane "*Contribution à l'étude d'un réseau d'antennes imprimées actives pour les liaisons mobile- satellite*", Thèse de Doctorat n°9-1992, UER des sciences, Université de Limoges, Avril 1992.

[II.4] J.R. Mautz, R.F. Harrington, "*Computational methods for pattern synthesis*", IEEE Trans. Ap 1975, vol. Ap-2, pp. 507-512.

[II.5] R.S. Elliot, C.J. Stern, "*A new technique for shaped beam synthesis of equispaced arrays*", IEEE Trans. Ap, 1976, vol. Ap-2, pp. 507-511.

[II.6] GUY R.F.E. Guy, "*General radiation-pattern synthesis technique for array antennas of arbitrary configuration and element type*", IEE Proceeding, vol. 135, pt.H, n°4, 1988, pp. 241-248.

[II.7] M. Boguais, J.P. Daniel, C. Terret, "*Deux méthodes de synthèses de réseaux d'antennes. Applications aux antennes imprimées*", Proceeding Journées Internationales de Nice sur les antennes, Nov. 1986.

[II.8] G. Franceschetti, G. Mazzarella, G. Panariello, "*Array synthesis with excitation constraints*", IEE Proceeding, vol.135, Pt.H, n°6, pp. 400-407.

## ***Chapitre II : Technique de synthèse des diagrammes de rayonnement avec la phase seulement***

- [II.9] G.T. Poulton, "Antennas power synthesis using method of successive projections", Elect. Letters, n°20, vol. 22, 1986, pp.1042-1043.
- [II.10] D.K. Cheng, "Optimisation techniques for antennas arrays", Proceeding of the IEEE, vol. 59, n°12, 1971, pp. 1664-1674.
- [II.11] L. Wilson Pearson, R. Mitra, "Pattern synthesis for antennas with multiple primary beams by minimax optimisation", Elect. Letters, n°4, vol. 12, 1976, pp. 101-102.
- [II.12] C.A. Klein, "Design of shaped-beam antennas through minimax gain optimisation", IEEE Trans. Ap, 1984, vol. Ap-32, Nov.9, pp. 963-968.
- [II.13] K. Madsen, "An algorithm for minimax solution of overdetermined systems of non-linear equations", J. Ins. Maths Applics, 1975, 16, pp. 321-328.
- [II.14] J.E. Evans, "Synthesis of equiripple sector antenna patterns", IEEE Trans Ap, mai 1976, pp. 347-353.
- [II.15] B.A. Yestropov, G.A. Yestropov, V.D. Korotkov, "Synthesis of linear grids with maximum directive gain", Radio Eng. and Elect. Phys., Vol.13, n°4, 1968, pp.513-521.
- [II.16] M. Minoux, "Programmation mathématique, théorie et algorithmes", Tome I, Chap. 5, DUNOD 1983.
- [II.17] C. Manganot, T. Judasz, P.F. Combes, "Méthode de synthèse d'antennes réseau" JINA'S, 1988, p. 309.
- [II.18] MASDEN K. SCHJAER-JACOBSEN, VOLDBY J., "Automated minimax design of networks", IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-22, 1975, pp.791-796.
- [II.19] MASDEN K., NIELSEN O., SCHJAER-JACOBSEN, "Efficient minimax design of networks without using derivatives", IEEE Trans.MTT, vol. MTT-23, n°10, 1975, pp. 803-809.
- [II.20] JACOBSEN H.S., MADSEN K., "Synthesis of nonuniformly spaced arrays using a general nonlinear optimisation method", IEEE Trans. Ap, vol. Ap-24, 1976, pp. 501-506.
- [II.21] JACOBSEN H.S., "Worst-case tolerance optimisation of antennas systems", IEEE Trans. Ap, vol. Ap-28, n°2, 1980, pp. 247-250.
- [II.22] GULLMAN G., "Recherche opérationnelle", MASSON
- [II.23] FONLUPT J., "Introduction à la recherche opérationnelle", Cour de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1987.
- [II.24] Nelder A. et Mead R (1965), "A simplex method for function optimization", Computation Journal, vol.7,pp 308-313, 1965
- [II.25] A. Balanis Antenna Theory: Analysis and Design (John Wiley & Sons, 1997)

---

---

## **CHAPITRE III**

# **APPLICATION DES RESEAUX DES NEURONES A LA SYNTHESE DE RESEAUX D'ANTENNES LINEAIRES**

---

---

- INTRODUCTION**
- THEORIE DE RESEAUX DE NEURONES**
- OUTIL NUMERIQUES D'OPTIMISATION**
- CONCLUSION**



## **I- Introduction**

Dans ce chapitre, nous présentons un outil numérique de "synthèse des lobes rayonnés" basé sur les réseaux neuronaux artificiels (R.N.A). Un réseau neuronal artificiel a des caractéristiques privilégiées représentées par sa capacité à apprendre des informations, à généraliser (à innover) et à identifier des fonctions non linéaires multidimensionnelles. L'emploi des réseaux de neurones plutôt que des techniques classiques pour l'approximation de fonction peut se justifier par les arguments suivants:

- Simplicité de mise en oeuvre (*peu d'analyse mathématique préliminaire*).
- Capacité d'approximation universelle prouvée.
- Possibilité de prendre le point de vue "processus = boîte noire".
- Robustesse par rapport à des défaillances internes du réseau (*caractère distribué de la représentation*).
- Capacité d'adaptation aux conditions imposées par un environnement quelconque
- Facilité de recharger ses paramètres (poids, nombre de neurones cachés, nombre de couches cachées...) lors d'une modification possible dans cet environnement
- Réalisation matérielle parallèle inhérente ("*neural chips*").

Dans la première partie de ce chapitre, nous décrivons en détails les concepts fondamentaux et les notions liées au réseaux neuronaux (neurone biologique, modèle mathématique, type de réseaux, algorithmes d'apprentissage .....). Dans la deuxième partie, nous exposons le modèle neuronal adopté dans nos propres démarches de modélisation, qui est le réseau neuronal multicouche de type Feedforward avec l'algorithme de BackPropagation, et la base d'apprentissage qui est élaborée à partir des résultats fournis par la méthode de synthèse (SMAART) (chapitre II). Les paramètres qu'on prend en compte dans notre base d'apprentissage sont seulement les déphasages inter- éléments en fonction de lobe désiré. L'efficacité de ce modèle est représentée par sa capacité à prédire le comportement non linéaire des valeurs synthétisées et par sa rapidité au niveau de la vitesse de convergence. La capacité de modélisation par réseau neuronal est évaluée à travers sa comparaison avec la méthode classique (SMAART) du chapitre (II).

## **II- Réseaux de Neurones : Théories fondamentales** [III.3]...[III.8]

Le début des premiers travaux associés à cette étude s'est déroulé dans les années 1940 lorsque McCulloch et Pitts font une description d'un système simple décrivant les propriétés du système nerveux. Le premier modèle de réseau est apparu au début des années 50 mais c'est à la fin de celles-ci que Frank Rosenblatt (1958) présenta le perceptron, premier modèle démontrant un réel processus d'apprentissage. Suite à la publication "Perceptrons" de Later, Minsky et Papert en (1969) qui contient une étude critique des perceptrons démontrant par des exemples que les perceptrons ont l'impossibilité de comprendre la fonction XOR, la recherche dans ce domaine tombe dans une éclipse durant deux décades. Durant les années 70, les réseaux de neurones semblent oubliés à jamais. Malgré cette atmosphère négative, certains chercheurs comme Anderson, Grossberg et Kohonen ont continué leurs recherches et sont arrivés à de bons résultats.

C'est l'évolution des systèmes informatiques et leur disponibilité qui permettent plus facilement la simulation des réseaux de neurones au début des années 80. De plus, des nouvelles découvertes dans ce domaine contribuent au retour de cette approche comme par exemple, le modèle de Hopfield (1982) ou les recherches du groupe Rumelhart, Hinton et Williams (1986) qui sont arrivés à découvrir l'algorithme de la rétropropagation et à démontrer que ces règles d'apprentissage donnent la possibilité aux réseaux de neurones d'apprendre des fonctions tel le XOR, qui était impossible pour le perceptron.

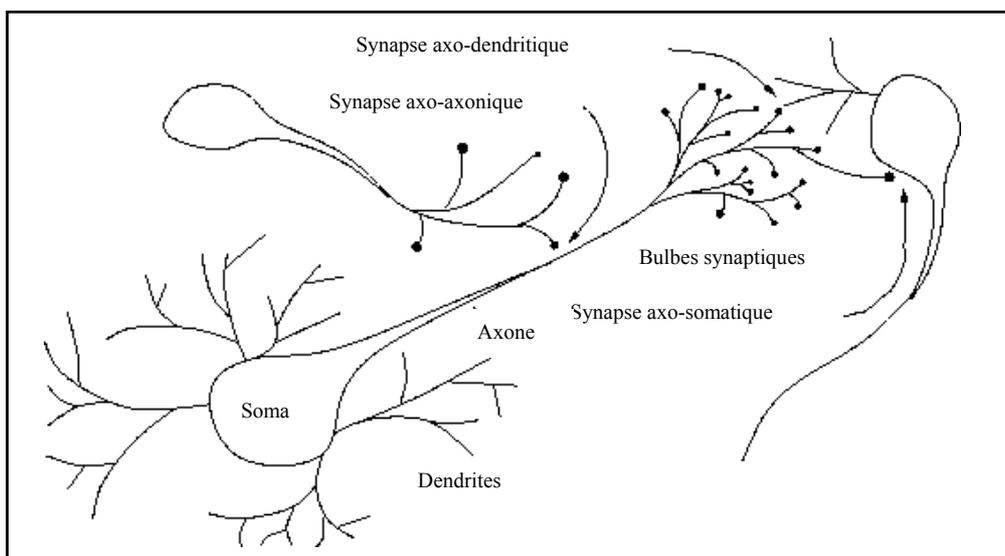
Un ordinateur conventionnel possède une seule unité de traitement par laquelle transitent toutes les données. Sa structure est donc très différente de celle du cerveau. Un réseau neuronal présente, pour sa part, plus d'analogies avec le cerveau en ce qu'il comporte un grand nombre d'unités de traitement simples qui traitent chacune une petite partie des données mais de manière parallèle. Les ordinateurs conventionnels se sont révélés extrêmement efficaces pour effectuer des

calculs à grande vitesse. Mais, pour des tâches difficiles à accomplir, telles que la reconnaissance des formes, en particulier, la reconnaissance de l'écriture manuscrite, la reconnaissance d'un visage particulier, ou l'expression de ce visage, il devient plus difficile de rédiger un ensemble d'instructions permettant de l'identifier.

Les capacités d'apprentissage du cerveau résultent essentiellement des fonctionnements collectifs et simultanés des neurones qui le composent, organisés en réseaux fortement interconnectés. La création de systèmes de neurones exige la connaissance approfondie de plusieurs domaines scientifiques. Des spécialisations au niveau médical, principalement en neurophysiologie sont requises pour l'apport d'informations sur le fonctionnement du cerveau humain. Des notions de mathématiques ainsi que de la physique sont impératives pour la création de formules permettant la modélisation du cerveau.

## II.1 Le neurone biologique

Les cellules nerveuses, appelées neurones vivants, sont les éléments de base du système nerveux central. Le système nerveux contient 1000 milliards, avec 1000 à 10000 synapses (connexions) par neurone. Bien que les neurones ne soient pas tous identiques, leur forme et certaines caractéristiques permettent de les répartir en quelques grandes classes. Il est aussi important de noter que les neurones n'ont pas tous un comportement similaire en fonction de leur position dans le cerveau. On peut décomposer le neurone en trois régions principales : le corps cellulaire, l'axone et l'arborisation dendritique, (*ANNEXE VI*), (*Figure III.1*).



***Figure III.1 : Un neurone biologique***

La réponse du neurone biologique est en général non linéaire, mais les neurophysiologistes ont trouvé que pour quelques neurones biologiques, le signal de sortie est proportionnel à la combinaison linéaire de tous les signaux d'entrées fournis par les autres neurones du système nerveux.

## **II.2 Fonctionnement des neurones**

Au point de vue fonctionnel, il faut considérer (pour simplifier) le neurone comme une entité polarisée, c'est-à-dire que l'information ne se transmet que dans un seul sens : des dendrites vers l'axone. Pour rentrer un peu dans le détail, le neurone va donc recevoir des informations, venant d'autres neurones, grâce à ses dendrites. Il va ensuite y avoir sommation, au niveau du corps cellulaire, de toutes ces informations et via un potentiel d'action (=un signal électrique) le résultat de l'analyse va transiter le long de l'axone jusqu'aux terminaisons synaptiques. A cet endroit, lors de l'arrivée du signal, des vésicules synaptiques vont venir fusionner avec la membrane cellulaire, ce qui va permettre la libération des neurotransmetteurs (=médiateurs chimiques) dans la fente synaptique. Le signal électrique ne pouvant pas passer la synapse (dans le cas d'une synapse chimique), les neurotransmetteurs permettent donc le passage des informations, d'un neurone à un autre.

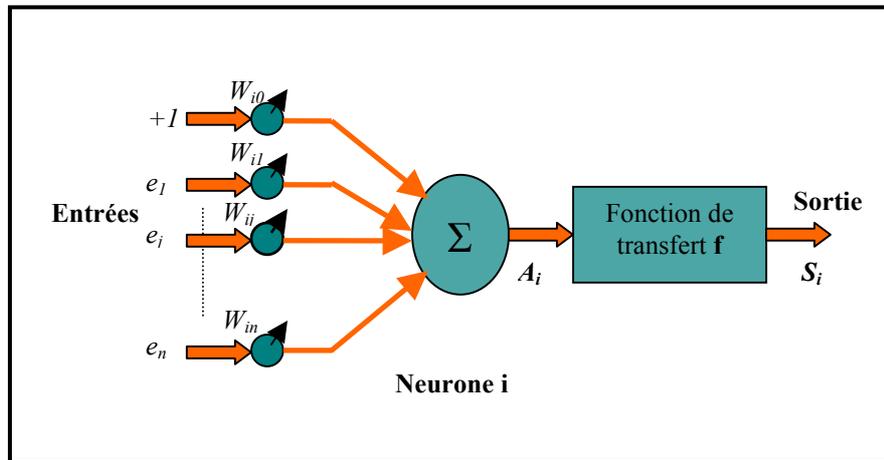
Au niveau post-synaptique, sur la membrane dendritique, se trouvent des récepteurs pour les neurotransmetteurs. Suivant le type de neurotransmetteur et le type des récepteurs, l'excitabilité du neurone suivant va augmenter ou diminuer, ce qui fera se propager ou non l'information.

Les synapses possèdent une sorte de "mémoire" qui leur permet d'ajuster leur fonctionnement. En fonction de leur "histoire", c'est-à-dire de leur activation répétée ou non entre deux neurones, les connexions synaptiques vont donc se modifier.

## **II.3 Le neurone formel (Artificiel)**

### ***II.3.1 Le modèle mathématique***

Le modèle de neurone formel présenté ici, du à Mac Culloch et Pitts, est un modèle mathématique très simple dérivé d'une analyse (elle aussi assez simple) de la réalité biologique. Il est considéré comme un automate relié à des automates voisins, par des connexions représentées par des poids réels, qui reçoit à son entrée des signaux délivrés par les neurones auxquels il est connecté, et il fournit à la sortie un signal qui dépend à la fois de ses signaux d'entrée et des poids de ses différentes connexions (somme pondéré  $A_i$ ), (*Figure III.2*).



**Figure III.2 : Schéma fonctionnel du neurone formel**

On peut donc, d'après la (**Figure III.2**), définir un neurone formel par les paramètres suivants :

1. Un ensemble des connexions (ou synapses) dont chacune se caractérise par un poids réel. Le signal  $e_j$  se trouvant à l'entrée de la synapse  $j$  qui est connectée au neurone  $i$ . Ce signal est multiplié par le poids de la synapse  $w_{ij}$ .  $w_{ij}$  est donc le poids de la connexion dirigée du neurone  $j$  vers le neurone  $i$ . Si le poids est positif on aura donc un effet excitateur, s'il est négatif alors l'effet est inhibiteur.
2. La somme pondérée  $A_i$  des signaux d'entrée  $(e_j)_{1 \leq j \leq n}$  du neurone  $i$  qui sont en même temps les signaux de sortie des neurones de la couche amont auquel ce neurone est connecté. La somme  $A_i$  est donnée par l'expression suivante :

$$A_i = \sum_{j=1}^n w_{ij} e_j + \theta_i = \sum_{j=0}^n w_{ij} e_j$$

où :

$$w_{i0} = \theta_i, \quad e_0 = +1 \text{ et } n \text{ est le nombre de neurones de la couche amont.}$$

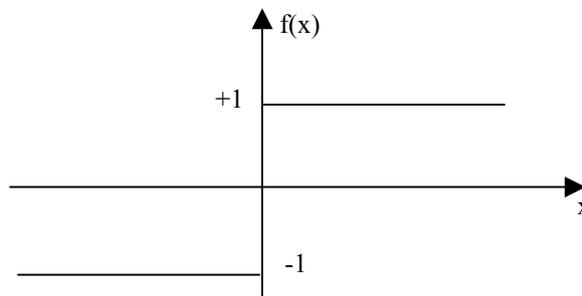
3. Le seuil  $\theta_i$  propre au neurone  $i$  qui est un nombre réel et qui représente la limite à partir de laquelle le neurone s'activera. Ce seuil peut jouer le rôle de poids de la connexion qui existe entre l'entrée fixée à +1 et le neurone  $i$ .
4. La fonction de transfert  $f$  qui limite en général l'amplitude de la sortie  $S_i = f(A_i)$  du neurone entre  $[-1, 1]$ . Elle existe sous différentes formes, telles que : fonction non linéaire, fonction à seuil binaire, fonction linéaire à seuil, etc.

### **II.3.2 Fonction de transfert**

En général, la fonction de transfert  $f$  d'un neurone représente l'état d'activation de ce neurone. Elle peut prendre les formes principales suivantes :

1. Fonction à seuil binaire (hard limiter) ou fonction signe (Signum function) (**Figure III.3**).

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



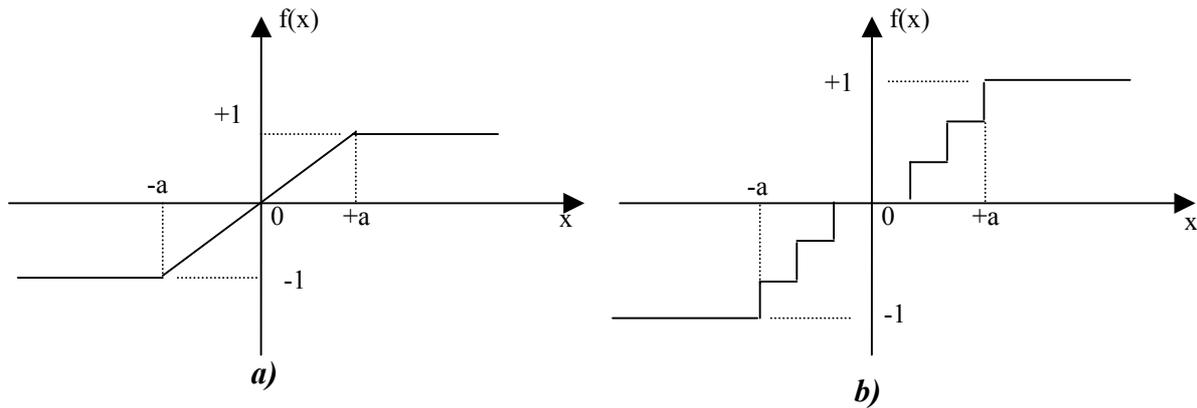
**Figure III.3: Fonction Signe**

De cette fonction on peut définir la fonction d'Heaviside (Comparator)  $h(x)$ , telle que :

$$h(x) = \frac{f(x) + 1}{2}$$

2. Fonction linéaire à seuil  $f(x)$  (**Figure III.4.a**) ou multi-seuils  $F(x)$  (**Figure III.4.b**) (Saturation limiter ou Piecewise-linear function) :

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > a \\ -1 & \text{si } x < -a \\ x & \text{si } x \in [-a, a] \end{cases} \quad \text{Où } a \text{ est un nombre positif.}$$

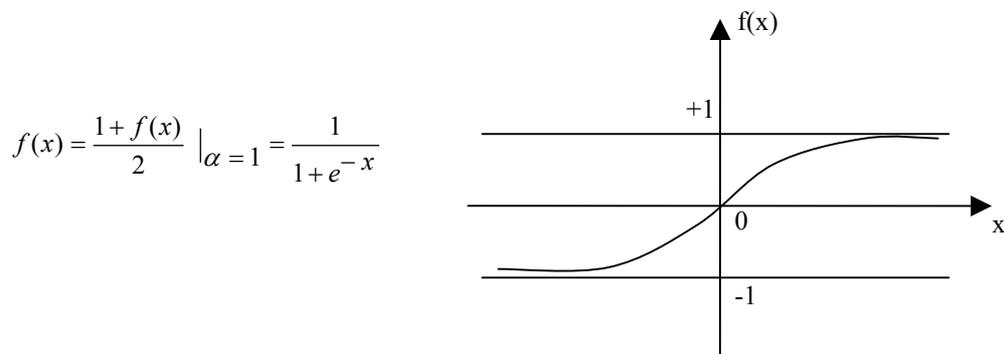


**Figure III.4: Fonction linéaire à seuil**

3. Fonction sigmoïde (sigmoid limiter), (**Figure III.5**).

$$f(x) = \tanh(\alpha x / 2) = \frac{1 - e^{-\alpha x}}{1 + e^{-\alpha x}} \quad (\alpha > 0)$$

Où  $\alpha$  est le gain de la fonction sigmoïde et il caractérise la forme sigmoïde de la fonction. Cette fonction sigmoïde est souvent utilisée sous forme simplifiée :



**Figure III.5: Fonction sigmoïde**

## II.4 Réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones artificiels est un ensemble de neurones formels associés en couches (ou sous-groupes) et fonctionnant en parallèle. Les réseaux de neurones artificiels ont la capacité de stocker de la connaissance empirique et de la rendre disponible à l'usage. Les habiletés de traitement (et donc la connaissance) du réseau vont être stockées dans les poids synaptiques, obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage. En ce sens, les réseaux de neurones artificiels ressemblent donc au cerveau car, non seulement, la connaissance est acquise à travers un apprentissage mais de plus, cette connaissance est stockée dans les connexions entre les entités, soit dans les poids

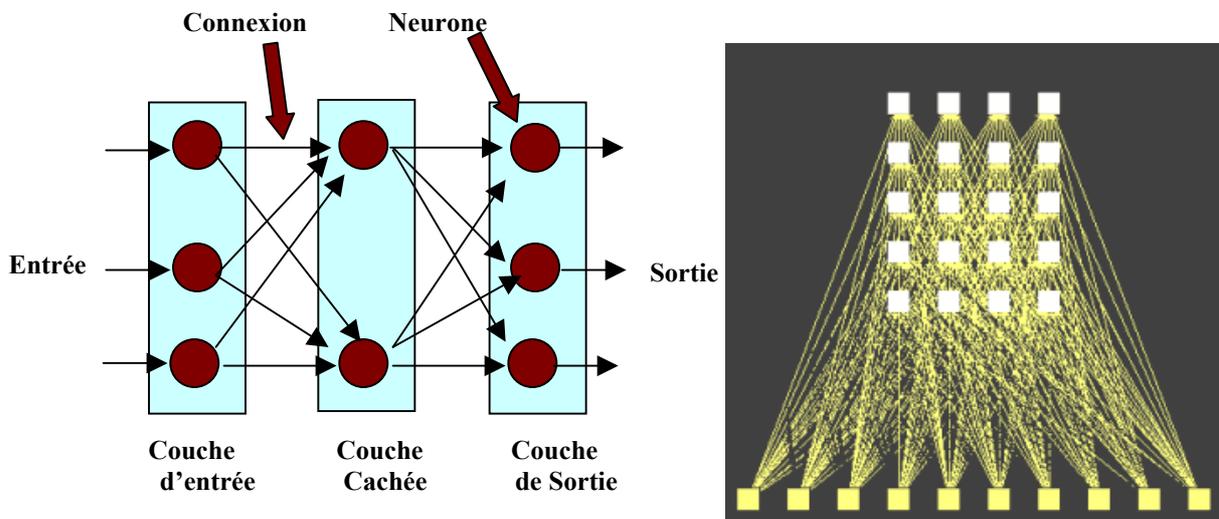
synaptiques. La structure des connexions entre les différents neurones détermine la topologie du réseau. On peut classer les réseaux de neurones artificiels dans trois grandes catégories :

1. Réseau neuronal multicouche de type Feed- Forward (réseau non bouclé).
2. Réseau récurrent (réseau bouclé)
3. Réseau cellulaire.

Notons qu'un réseau neuronal est dit bouclé si son graphe représente au moins un cycle.

### **II.4.1 Réseaux neuronaux multicouches de type Feed- Forward**

Appelés aussi "*réseaux de type Perceptron*", ce sont des réseaux dans lesquels l'information se propage couche en couche sans que le retour en arrière soit possible. On trouve le perceptron monocouche et le perceptron multicouche. Le premier est un réseau simple, puisqu'il ne se compose que d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie, sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables. Le perceptron multicouche MLP (Multilayer perceptron) (**Figure III.6**) est une extension du précédent, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante (à l'exception des couches d'entrée et de sortie) et il n'y a pas de connexions entre les neurones d'une même couche. Les fonctions d'activation utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes non linéairement séparables et des problèmes logiques plus compliqués, et notamment le fameux problème du XOR.

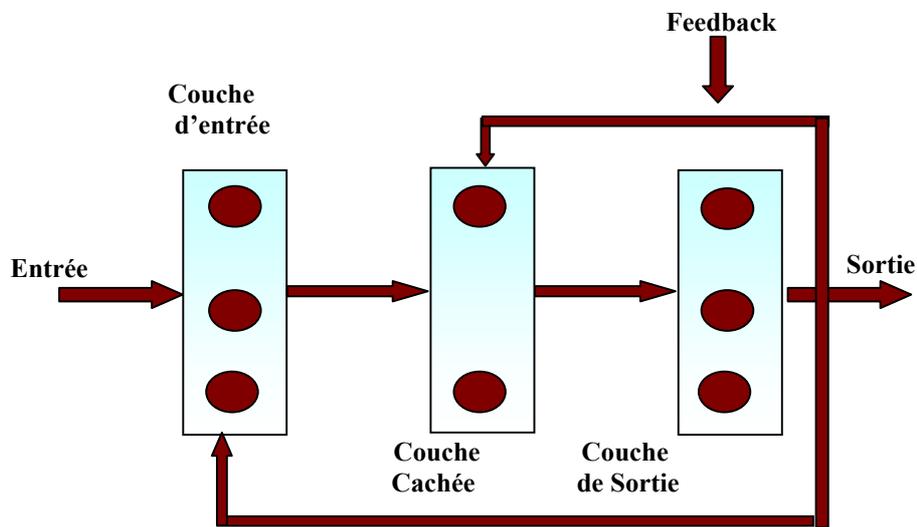


**Figure III.6: Structure de MLP**

Ce réseau est considéré comme un système neuronal non linéaire statique. Il existe trois types de réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward qui sont : Le perceptron multicouche MLP, le réseau RBFNN (Radial- Basis- Function Neural Network) et le réseau d'ondelettes WNN (Wavelet Neural Network).

### **II.4.2 Réseaux récurrents**

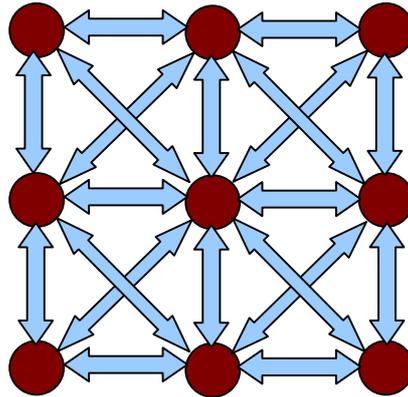
Appelés aussi réseaux bouclés ou dynamiques (**Figure III.7**), ce sont des réseaux dans lesquels il y a retour en arrière de l'information. Des connexions apparaissent entre la sortie du réseau et les neurones qui se trouvent dans des couches amonts. Ces réseaux sont souvent utilisés pour identifier des systèmes dynamiques non linéaires.



***Figure III.7: Structure d'un réseau neuronal récurrent***

### **II.4.3 Réseaux cellulaires**

Dans un réseau cellulaire (**Figure III.8**), les neurones sont entièrement connectés dans un plan où chaque neurone est relié à tous les neurones qui les entourent. Une connexion entre deux neurones peut être bidirectionnelle.



***Figure III.8: Réseau cellulaire***

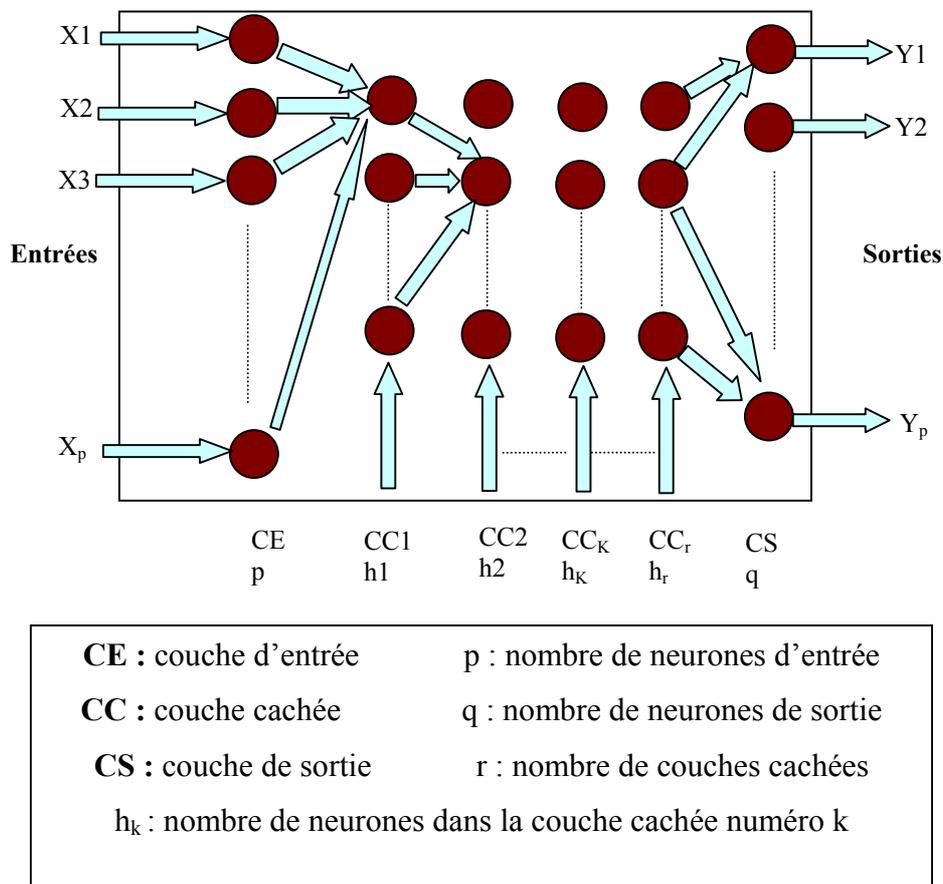
## **II.5 Différents types de réseaux neuronaux multicouches de types Feedforward**

La construction de réseau neuronal multicouche de type Feedforward [III.9] pour l'identification d'une fonction non linéaire à plusieurs variables dépend de 4 points essentiels :

1. Le choix du type de neurones à utiliser dans le réseau, c'est-à-dire le choix de la fonction d'activation des neurones cachés.
2. Le choix de topologie de réseau, c'est-à-dire le choix du nombre de couches et de neurones cachés.
3. L'initialisation du réseau ou le choix du point de départ du réseau avant de lancer la phase d'apprentissage. Il existe trois types de réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward, chacun étant basé sur une base de fonctions d'activation différente et possédant une procédure d'initialisation adaptée aux paramètres de la fonction d'activation choisie :
  - a. Le perceptron multicouche MLP (multilayer perceptron) ou le réseau ABFNN (Affine-Basis- Function Neural Network).
  - b. Le réseau RBFNN (Radial-Basis-Function Neural Network or Localized Receptive Field Network).
  - c. Le réseau d'ondelettes WNN (Wavelet Neural Network).
4. L'apprentissage du réseau.

**II.5.1 Perceptron multicouche MLP ou réseau ABFNN**

Le perceptron multicouche MLP (**Figure III.9**) est un réseau neuronal de type Feedforward, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante (excepté pour les couches d'entrée et de sortie) et il n'y a pas de connexions entre les neurones d'une même couche. Les fonctions d'activation utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions sigmoïdes. Ce type de réseau est considéré comme un approximateur universel [III.10]... [III.12].



**Figure III.9: Perceptron Multicouche**

L'équation représentative non linéaire de la o<sup>ème</sup> sortie (1 ≤ o ≤ q) d'un perceptron multicouche constitué d'une couche d'entrée, de plusieurs couches cachées et d'une couche de sortie est donnée par :

$$Y_o = (N_{\theta_N}^W)_o(X) = f_s \left( \sum_{j=1}^{h_r} w_{sj} \cdot f_c \left( \sum_{k=1}^{h_r-1} w_{jk} \cdot f_c \left( \dots f_c \left( \sum_{i=1}^p w_{li} x_i + \theta_l \right) \dots \right) + \theta_j \right) + \theta_s \right)$$

Où :

- ✓  $f_s$  : est la fonction d'activation du neurone de sortie, elle peut être linéaire ou non.
- ✓  $f_c$  : est celle d'un neurone appartenant à une couche cachée, toujours non linéaire.
- ✓  $X = (x_1, x_2, \dots, x_p)^T$  est le vecteur d'entrée du réseau.
  
- ✓  $\Theta_N$  est la base d'apprentissage et  $W$  est l'ensemble des paramètres du réseau (poids  $w_{jk}$  et seuil  $\theta_j$ ).
  
- ✓  $w_{jk}$  est le poids de la connexion reliant le  $k^{\text{ème}}$  neurone d'une couche amont avec le  $j^{\text{ème}}$  neurone de la couche aval et  $\theta_j$  est le seuil propre au neurone  $j$ .

Le nombre de paramètres d'un **MLP** est :

$$h_1 p + h_2 h_1 + h_3 h_2 + \dots + h_r h_{r-1} + q h_r + h_1 + h_2 + h_3 + \dots + h_r + q$$

Si le réseau est constitué d'une seule couche cachée ( $r=1$ ) et si la fonction  $f_s$  est linéaire, alors l'expression précédente devient :

$$Y_0 = (N_{\theta_N}^W)_o(X) = \sum_{j=1}^{h_1} w_{sj} \cdot f_c \left( \sum_{k=1}^p w_{jk} \cdot x_k + \theta_j \right) + \theta_s$$

Le nombre de paramètre de ce réseau est  $h_1(p+q+1)+q$  .

Jusqu'à présent, le problème qui reste le plus difficile à résoudre est le problème de l'obtention de l'architecture adéquate du réseau, en d'autres mots le problème est de trouver les nombres optimaux de couches cachées et de neurones dans chaque couche, ainsi que le bon choix des valeurs initiales des poids de connexions du réseau.

### **Initialisation du MLP**

La nature de la fonction sigmoïde et le manque d'informations nécessaires sur le choix du point de départ du **MLP**, nous obligent à initialiser les différents paramètres du réseau par des petites valeurs générées aléatoirement et distribuées uniformément dans un intervalle bien défini. Cette initialisation empêche d'une part les neurones cachés d'avoir des poids identiques pendant l'apprentissage et d'autre part la saturation du réseau. Car si les poids de connexions du réseau initial étaient très élevés, les différents neurones du réseau se saturent après quelques itérations d'apprentissage et le réseau subira un blocage dans un minimum local ou dans une région aplatie de la surface d'erreur très proche du point de départ du réseau.

### **II.5.2 Réseau RBFNN**

Un réseau RBFNN [III.13]...[III.17] est une alternative au *MLP*. Il est composé d'une seule couche cachée non linéaire et d'une couche de sortie linéaire. La fonction d'activation souvent utilisée dans la couche cachée est la fonction Gaussienne :

$$f_{\sigma, T}(x) = e^{-\frac{\|X - T\|^2}{2\sigma^2}}$$
$$\sigma > 0 \quad \text{et} \quad \|X - T\|^2 = (X - T)^T (X - T)$$

Où  $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \in R^n$  est le vecteur d'entrée du neurone caché et  $T = (t_1, t_2, \dots, t_n)^T \in R^n$  est le vecteur qui se représente le centre de la fonction d'activation de ce neurone.

### **II.5.3 Réseau d'ondelettes WNN**

Un réseau WNN [III.18]...[III.22] est composé d'une seule couche cachée dont la fonction d'activation utilisée dans cette couche est une ondelette radiale et d'une couche de sortie linéaire. L'ondelette radiale souvent utilisée est le chapeau mexicain :

$$f(X') = \left( \|X'\|^2 - n \right) e^{-\frac{\|X'\|^2}{2}}$$

Où  $\|X'\| = (X')^T X'$ .

$\|X'\|$  est la norme euclidienne du vecteur  $X'$ ,  $n$  est le nombre d'entrées du réseau, et  $X' = d(X - T)$  avec  $d$ , paramètre de dilatation de l'ondelette et  $T$ , vecteur de translation de l'ondelette.

## **II.6 Les méthodes d'Apprentissage**

Parmi les propriétés les plus intéressantes d'un réseau neuronal, la capacité d'un réseau à apprendre de son environnement et d'améliorer sa performance par un phénomène appelé phénomène d'apprentissage. Cette amélioration prend place avec le temps où les paramètres du réseau subissent des modifications suivant des règles appelées règles d'apprentissage, jusqu'à ce que la sortie désirée soit à peu près obtenue. Mais afin de pouvoir générer l'apprentissage du réseau, il est nécessaire de créer une base de données dans un domaine bien défini appelée la base d'apprentissage et qui

contiendra toutes les informations à mémoriser dans le réseau. On distingue en général deux modes d'apprentissage :

### **II.6.1 Apprentissage supervisé**

Dans ce type d'apprentissage, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie, le résultat de cette comparaison c'est à dire de cette différence est le signal d'erreur. Ainsi les paramètres du réseau vont se modifier d'une manière itérative en fonction du signal d'erreur déjà calculé jusqu'à ce que les sorties désirées soient à peu près obtenues. Dans ce cas, la base d'apprentissage  $\theta_N$  est donnée par :

$$\theta_N = \left\{ (X_i, Y_i) \in R^P \times R^q / i = 1, 2, \dots, N \text{ et } N > 0 \right\}$$

$X_i \in R^P$  est le  $i^{\text{ème}}$  exemple d'entrée du réseau et  $Y_i \in R^q$  est la sortie désirée du réseau correspondant au vecteur d'entrée  $X_i$ .  $N$  étant le nombre total d'exemples dans la base d'apprentissage.

### **II.6.2 Apprentissage non supervisé**

Dans ce type d'apprentissage, on n'a pas besoin d'une base des sorties désirées et le réseau évolue tout seul jusqu'à obtenir la sortie souhaitée. Par contre, dans ce mode la base d'apprentissage peut s'écrire :

$$\theta_N = \left\{ X_i \in R^P / i = 1, 2, \dots, N \text{ et } N > 0 \right\}$$

## **II.7 Les algorithmes d'apprentissage**

Comme dans cette thèse nous avons seulement utilisé le réseau neuronal multicouche de type Feedforward, alors nous abordons dans cette partie uniquement les algorithmes d'apprentissage qui peuvent être utilisés pour ce type de modèle neuronal.

**II.7.1 Algorithme de la rétro- propagation du gradient non améliorée (GBP : Gradient Backpropagation)**

Soit un réseau neuronal multicouche de type Feedforward, formé de p neurones en entrée, q neurones en sortie, r couches cachées et  $h_n$  neurones dans la couche cachée numéro n. Les différentes étapes de l'algorithme sont les suivantes :

1. Initialiser tous les poids de connexions  $w_{ij}$  et les seuils  $\theta_{ij}$  aléatoirement par des petites valeurs distribuées uniformément dans un intervalle bien défini. L'indice j représente un neurone appartenant à une couche amont et l'indice i un neurone appartenant à une couche aval.
2.  $k = 1$  (Numéro de la couche cachée)
3. Présenter un vecteur d'entrée  $X^k = (x_1^k, x_2^k, \dots, x_p^k)$  aux neurones de la couche d'entrée et un vecteur de sortie  $S^k = (s_1^k, s_2^k, \dots, s_q^k)$  sur les neurones de la couche de sortie de manière à calculer l'erreur commise par le réseau.
4. Calculer les sorties de neurones de toutes les couches (couches cachées et couche de sortie) du réseau.

La sortie d'un neurone i est donnée par:

$$o_i = f_i\left(\sum_{j=1}^m w_{ij} o_j + \theta_i\right) \text{ avec } \begin{cases} - \text{Si le neurone } i \text{ est en couche } CC_1, \text{ alors : } m = p \text{ et } 1 \leq i \leq h_1. \\ - \text{Si le neurone } i \text{ est en couche } CC_n, \text{ alors : } m = h_{n-1} \text{ et } 1 \leq i \leq h_n. \\ - \text{Si le neurone } i \text{ est en couche de sortie, alors : } m = h_r \text{ et } 1 \leq i \leq q. \end{cases}$$

- Si le neurone est en couche d'entrée :  $o_i = x_i^k$ .
- Si le neurone est en couche de sortie :  $o_i = y_i^k$ .

Notons que la fonction de transfert  $f_i$  est une fonction sigmoïde simplifiée  $f(X) = \frac{1}{1 + e^{-X}}$ .

5. Modifier les poids de connexions  $w_{ij}$  et les seuils  $\theta_{ij}$  :

$$\Delta w_{ij}(k) = w_{ij}(k+1) - w_{ij}(k) = -\eta \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} = \eta \delta_i o_j$$

$$\theta_i(k+1) = \theta_i(k) + \eta \delta_i$$

$$\theta_i = w_{i0}$$

Où : -  $\eta$  est le coefficient d'apprentissage ou le gain d'adaptation.  
 -  $\delta_i$  est l'erreur locale (gradient).

➤  $\delta_i = (s_i^k - y_i^k) f_i'(A_i)$ , si le neurone  $i$  appartient à la couche de sortie.

Si la fonction  $f_i$  est une fonction sigmoïde simplifiée alors :

$$\delta_i = (s_i^k - y_i^k) y_i^k (1 - y_i^k)$$

➤  $\delta_i = f_i'(A_i) \sum_l w_{li} \delta_l$ , si le neurone  $i$  étant un neurone caché.  $l$  représente les neurones de la couche aval auxquels le neurone  $i$  est connecté.

$$A_i = \sum_j w_{ij} o_j + \theta_i \text{ où } \theta_i \text{ est le seuil du neurone } i.$$

-  $o_j$  est la sortie du neurone  $j$ .

6. Calculer l'erreur quadratique :  $E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q (y_i^k - s_i^k)^2$ .

7.  $k = k+1$ , si  $k \leq N$  revenir en (3).

$N$  étant le nombre d'exemples dans la base d'apprentissage.

8. Calculer l'erreur totale moyenne :  $MSE = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N E_i$ . Si  $MSE \leq \varepsilon$  arrêter alors l'apprentissage et

sinon revenir en (2) jusqu'à stabilisation du réseau (avec  $\varepsilon > 0$  donné).

Les algorithmes de la rétro-propagation peuvent procéder l'un de deux modes présentés ci dessous :

### 1. Gradient stochastique (Pattern Mode) :

Dans ce mode, les paramètres du réseau sont modifiés après la présentation de chaque exemple  $(X_i, Y_i)$  de la base d'apprentissage. La convergence de cet algorithme est très difficile, mais

elle devient beaucoup plus rapide lorsqu'il y a des redondances dans la base d'apprentissage, car les paramètres du réseau sont mis à jour bien plus souvent.

Dans ce mode, la règle d'apprentissage de GBP non améliorée peut s'écrire :

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) - \eta \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}}$$

Où  $k$  joue ici le rôle d'une itération (une itération est l'unité d'apprentissage où un seul exemple de la base d'apprentissage est présenté au réseau neuronal).

## 2. Gradient total (Batch Mode)

Dans ce mode, les paramètres du réseau sont modifiés après la présentation de tous les exemples  $(X_i, Y_i)$ , qui constitue une époque. Les gradients d'erreur obtenus après la présentation de chaque exemple de la base d'apprentissage, sont mémorisés progressivement et leur somme totale sera utilisée pour modifier les paramètres. Alors, cet algorithme a des fortes chances de converger vers un minimum local, mais sa vitesse de convergence est faible. La règle d'apprentissage de GBP non améliorée peut s'écrire :

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) - \eta \sum_{l=1}^N \left( \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} \right)_l$$

Où:  $K$  joue ici le rôle d'une époque et  $N$  étant le nombre total d'exemples dans la base d'apprentissage.

### II.7.2 La rétro-propagation du gradient avec momentum

Dans la rétro-propagation non améliorée (GBP), le coefficient d'apprentissage  $\eta$  détermine la vitesse de convergence de l'algorithme. Avec un coefficient  $\eta$  trop petit, le réseau de neurones apprend très lentement, au contraire avec un coefficient d'apprentissage trop grand, on a un apprentissage très rapide mais au prix de la création d'oscillations dans l'erreur totale moyenne qui empêchent l'algorithme de converger vers le minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart des cas, si la fonction d'erreur possède plusieurs minima locaux le réseau subira un blocage dans l'un d'eux ou dans une région où la surface d'erreur est aplatie. Pour cela, les chercheurs ont introduit un terme momentum  $\alpha$  dans la règle d'apprentissage de GBP, la règle devient :

$$\Delta w_{ij}(k) = w_{ij}(k+1) - w_{ij}(k) = \eta \delta_i o_j + \alpha (w_{ij}(k) - w_{ij}(k-1))$$

$$0.5 \leq \alpha \leq 1 \text{ et } 0 \leq \eta \leq 0.5.$$

Le terme momentum permet l'introduction de l'ancienne valeur de chaque paramètre du réseau dans le calcul de sa nouvelle valeur, ce qui représente un outil important pour accélérer les algorithmes de gradient.

### **II.7.3 Algorithme de la rétro- propagation du gradient à convergence accélérée par l'adaptation du coefficient d'apprentissage**

Dans la partie précédente, nous avons vu l'importance du coefficient d'apprentissage qui détermine la vitesse de convergence de l'algorithme d'apprentissage GBP. La vitesse de convergence peut être améliorée en associant à chaque poids du réseau (à chaque connexion) un coefficient d'apprentissage différent et en modifiant ce coefficient pendant l'apprentissage. Cette technique s'appelle la rétro- propagation du gradient à convergence accéléré par l'adaptation du coefficient d'apprentissage [III.23].

### **II.7.4 Algorithme du gradient conjugué CG**

Cet algorithme [II.24]...[II.26] joue le rôle d'un intermédiaire entre le GBP classique et la méthode de Newton. Dans cet algorithme, à chaque itération d'apprentissage on modifie le coefficient d'apprentissage et le momentum. Cette méthode est très intéressante, d'une part parce qu'elle nécessite le stockage de très peu d'information, et d'autre part par sa vitesse de convergence très supérieure à celle des algorithmes de gradient classiques.

### **II.7.5 Algorithme du gradient conjugué modifié MCG**

L'algorithme du gradient conjugué modifié se déduit de l'algorithme précédent en forçant  $\alpha_k = 0$  si l'erreur quadratique moyenne MSE calculée à l'itération k est plus grande que celle évaluée à l'itération k-1,  $MSE_k \geq \kappa MSE_{k-1}$  où  $\kappa > 1$  ( $\kappa = 1.04$ ). Sinon  $\alpha_k$  sera calculé par la formule de Fletcher-Reeves. Cette formule produit une forte accélération de la convergence de l'algorithme vers le minimum désiré. Le coefficient d'apprentissage  $\eta$  est fixe. Le mode d'apprentissage utilisé dans cet algorithme est le mode d'apprentissage off- line (Batch Mode).

### **II.7.6 Méthode de Newton**

L'idée de la méthode de Newton [III.27] consiste à remplacer la fonction d'erreur  $E(W)$  à minimiser, au voisinage du point courant  $W_k$ , par son approximation quadratique. Ce qui nous conduit à développer cette fonction en série de Taylor autour de  $W_k$  :

$$E(W) \approx E(W_k) + (W - W_k)^T \nabla E(W_k) + \frac{1}{2} (W - W_k)^T \nabla^2 E(W_k) (W - W_k)$$

### **II.7.7 Méthodes quasi-newtoniennes**

Le principe des méthodes quasi-newtoniennes consiste essentiellement en une généralisation de la formule itérative de Newton :

$$W_{k+1} = W_k - \eta_k [\nabla^2 E(W_k)]^{-1} \nabla E(W_k)$$

## **III- Outils numériques d'optimisation – Calculs Opérationnels**

La méthode d'optimisation choisie pour résoudre tel ou tel problème dépend essentiellement de la nature des paramètres à optimiser mais aussi du problème donné [III.2]. Par conséquent il n'existe pas une méthode d'optimisation suffisamment générale pour résoudre tous les domaines, mais plutôt une multitude de méthodes adaptées à chaque problème.

Dans ce paragraphe, notre but était de créer un outil numérique plus efficace (au niveau de convergence et d'erreur) basé sur une représentation neuronale pour la synthèse de réseau d'antennes. Le travail était divisé en plusieurs étapes :

- La première étape est consacrée à l'étude du problème des phases pour formaliser les différents paramètres.
- La deuxième étape présente, la méthode de conception d'un réseau de neurones artificiels (simulé) sur ordinateur, c'est à dire la méthode de création d'un logiciel capable de gérer, d'enregistrer, de manipuler et de télécharger des réseaux de neurones.

- La troisième étape concerne la création de la base d'apprentissage du réseau neuronal. Cette base, devra contenir toutes les informations nécessaires pour que le réseau neuronal ne perde pas sa capacité de généralisation.
- La quatrième étape est consacrée à la phase d'apprentissage du réseau.
- La cinquième étape concerne les tests de performance.

## **IV- Application de réseaux de neurones à la synthèse de réseau d'antennes linéaires**

Comme cela est montré au paragraphe II, il est possible de construire un modèle de neurones complexe (*perceptrons multicouches*) à partir d'un modèle simple de neurones biologiques. Donc, nous allons appliquer ce modèle neuronal au domaine de la synthèse des antennes linéaires dans le but de remplacer notre méthode analytique par une autre plus performante au niveau de vitesse de convergence. L'étape la plus importante consiste en une modélisation compacte de la fonction obtenue par notre méthode de synthèse. Une modélisation efficace se fait par un choix judicieux des valeurs des pondérations de la base d'apprentissage, par un ajustement "par essais" des dimensions de réseau et par la régulation précise des coefficients de réseau choisis.

### **IV.1 Procédure de développement d'un réseau de neurones**

Les procédures de développement des réseaux de neurones après l'examen des propriétés, peuvent être divisées en plusieurs étapes :

#### ***IV.1.1 Collecte et analyse des données***

L'objectif de cette étape est de recueillir des données, à la fois pour développer le réseau de neurones et pour le tester. Dans le cas d'applications sur des données réelles, l'objectif est de rassembler un nombre de données suffisant pour constituer une base représentative des données susceptibles d'intervenir en phase d'utilisation du système neuronal. La fonction réalisée résultant d'un calcul statistique, le modèle qu'il constitue n'a de validité que dans le domaine où on l'a ajusté. En d'autres termes, la présentation de données très différentes de celles qui ont été utilisées lors de l'apprentissage peut entraîner une sortie totalement imprévisible.

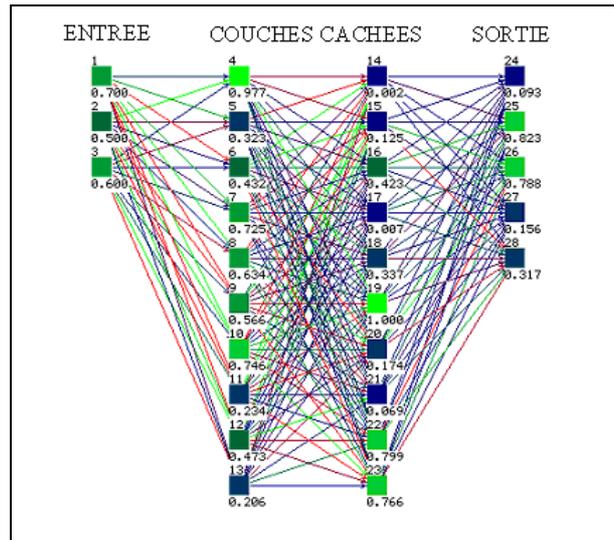
Ainsi, il est souvent préférable d'effectuer une analyse des données de manière à déterminer les caractéristiques discriminantes pour détecter ou différencier ces données. Ces caractéristiques constituent l'entrée du réseau de neurones. Cette détermination des caractéristiques a des conséquences à la fois sur la taille du réseau (et donc le temps de simulation), sur les performances du système (pouvoir de séparation, taux de détection), et sur le temps de développement (temps d'apprentissage). Une étude statistique sur les données peut permettre d'écarter celles qui sont aberrantes et redondantes. Dans le cas d'un problème de classification, il appartient à l'expérimentateur de déterminer le nombre de classes auxquelles ses données appartiennent et de déterminer pour chaque donnée la classe à laquelle elle appartient.

#### ***IV.1.2 Choix d'un réseau de neurones***

Il existe un grand nombre de types de réseaux de neurones, avec pour chacun des avantages et des inconvénients. Le choix d'un réseau peut dépendre :

- de la tâche à effectuer (classification, association, contrôle de processus, séparation aveugle de sources...),
- de la nature des données (dans notre cas, des données présentant des variations au cours du temps),
- d'éventuelles contraintes d'utilisation temps- réel (certains types de réseaux de neurones, tels que la 'machine de Boltzmann' nécessitant des tirages aléatoires et un nombre de cycles de calculs indéfini avant stabilisation du résultat en sortie, présentent plus de contraintes que d'autres réseaux pour une utilisation temps- réel).

Ce choix est aussi fonction de la maîtrise ou de la connaissance que l'on a de certains réseaux, ou encore du temps dont on dispose pour tester une architecture prétendue plus performante. Pour notre problème, on était intéressé par l'utilisation ***d'un réseau de neurones artificiels multicouche (perceptron) (Figure III.10)***, au vu de sa simplicité et de son usage dans la reconnaissance des formes (Pattern recognition), traitement des images, analyse des antennes, détection d'angle d'arrivée, capacité de résoudre des équations non- linéaires,..... Malgré l'absence de relations qui nous aident à créer un réseau optimal, nous avons pu choisir les paramètres (nombre des couches cachées, nombre de neurones dans chaque couche, ...) convenables pour que notre réseau ait une performance acceptable.



**Figure III.10 : Exemple d'un réseau multicouche de type perceptron (3entrées,4 sorties)**

Une raison de plus pour choisir les réseaux multicouches est son utilisation **de la méthode de la rétropropagation de gradient** comme méthode d'apprentissage. Notre réseau peut alors, sans difficulté, effectuer des fonctions de classification. Il est en effet intéressant de connaître à priori les familles de fonctions auxquelles vont appartenir les surfaces de décision. Plusieurs résultats montrent par exemple qu'un réseau de neurones artificiels multicouche peut approximer avec une précision arbitraire n'importe quelle transformation continue d'un espace à dimension finie vers un autre espace à dimension finie, s'il possède suffisamment de neurones formels cachés.

En ce sens, on dit qu'il est un approximateur universel. Certains résultats montrent même qu'à l'exception de cas extrêmes, une seule couche cachée est suffisante. Nous ne pouvons pas concevoir théoriquement l'architecture d'un réseau de neurones: il faut se baser sur la méthode empirique classique. Pour cette raison, notre modèle n'est pas du tout unique, et nous avons essayé plusieurs modèles (augmentation des neurones, des couches...) dont la majorité donne des résultats acceptables. A noter que plus l'architecture du réseau augmente, c'est à dire plus le nombre de couches et de neurones augmente, plus le réseau contiendra de connexions, ce qui implique un apprentissage et un traitement de plus en plus lent. Plusieurs réseaux ont montré leur efficacité: nous avons pu créer un réseau de neurones sans couche cachée, plusieurs réseaux de neurones avec une seule couche cachée, et un autre avec plusieurs couches dépendamment du problème traité dans notre synthèse (un lobe, deux lobes, .....).

## Logiciel Matlab

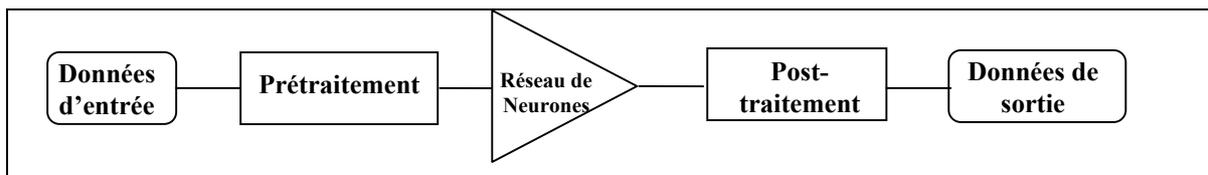
MATLAB est un logiciel interactif permettant d'effectuer des calculs numériques complexes particulièrement utiles dans le domaine de l'ingénierie. Ce logiciel fournit un langage et des outils de développement de haut niveau nous permettant de développer et d'analyser rapidement nos algorithmes et nos applications. Il permet l'apprentissage et une visualisation de l'erreur commise du réseau de neurones.

### **IV.1.3 Base d'apprentissage et Mise en forme des données pour un réseau de neurones**

L'apprentissage de réseau se fera par un modèle d'apprentissage parallèle. Afin de pouvoir générer l'apprentissage du réseau, il est nécessaire de créer une base d'apprentissage. Comme l'apprentissage est supervisé, cette base doit contenir à la fois l'entrée du réseau et la sortie souhaitée. Lorsque la phase d'apprentissage est terminée, on procède de la manière suivante :

1. Test du réseau.
2. Si le test fournit de bons résultats, alors le réseau sera prêt à calculer la sortie correspondant à une entrée donnée. Si non, il faut régler les paramètres du système, pour augmenter les performances du réseau, et répéter la phase précédente.

De manière générale, les bases de données doivent subir une phase de prétraitement (Preprocessing) et une phase de post-traitement (Postprocessing) (**Figure III.11**) afin, d'être adaptées aux entrées et aux sorties du réseau de neurones et de rendre la formation de réseau neurologique plus efficace. Le prétraitement et le post-traitement configurent les interfaces de réseau pour exécuter les fonctions particulières [III.28].



**Figure III.11 : Phase de prétraitement et de post-traitement**

**Le prétraitement des données**

Un prétraitement courant consiste à éliminer les discontinuités artificielles dans l'espace de fonction d'entrée et de ramener les entrées de problème à un ensemble d'information approprié. Ensuite il faut faire une normalisation appropriée, qui tienne compte de l'amplitude des valeurs acceptées par le réseau.

Dans notre étude, le prétraitement des données est une étape importante car elle permet de sélectionner, dans l'espace de représentation "l'information" nécessaire à l'application. Cette sélection passe par la sectorisation de l'espace, ainsi que par l'élimination de la discontinuité "des sorties désirées" en passant par la normalisation des données. Deux cas se présentent:

**Cas 1:** Ce cas est simple et linéaire, son objectif est d'avoir "**un seul lobe**" qui pointe dans la direction désiré. *On a un gradient de phases sur les éléments de l'antenne.* Le prétraitement a consisté seulement une normalisation de données pour avoir une convergence plus rapide.

**Cas 2:** Dans ce cas "**lobe et zéro ou multi-lobes**" la sectorisation de l'espace permet d'éliminer des informations superflues et d'augmenter la vitesse de convergence de notre réseau. Le réseau neurologique rapproche la fonction que nous modélisons en adaptant sa structure interne à la carte de sectorisation choisie. Deux étapes du prétraitement sont nécessaires:

- La première étape du prétraitement divise l'espace en 17 secteurs, répété chaque 10° dans l'intervalle de -85 degrés à +85 degrés. Des secteurs plus précis de division d'espace peuvent être atteints en augmentant le nombre d'éléments de réseau. Le vecteur d'entrée au réseau de neurones est mis sous forme de code de 17 valeurs (un valeur pour chaque secteur). Cette étape a l'avantage de diminuer considérablement la discontinuité dans l'espace et d'augmenter la rapidité de convergence.
- La deuxième étape du prétraitement consiste à réduire les discontinuités artificielles de pondération des phases 'Sorties souhaitées, Targets' de réseau et de les ramener à un ensemble d'information approprié. Les discontinuités entre les phases rendent difficile la phase d'apprentissage. Pour faire disparaître les discontinuités indésirables, nous avons traiter les pondérations des phases par les

fonctions 'cosinus et sinus' en tant que sorties ' Targets' finales, dans le but de former des noeuds des sorties qui émettent des valeurs normalisés entre (-1 et +1).

### Le post- traitement des données

La sortie du réseau de neurone est constituée par les différentes phases ( $\varphi_i$ ) appliquées sur chaque élément de réseau d'antennes. Le facteur du réseau s'écrit:

$$F(\theta) = \sum_i e^{j(K_0 X_i \cos \theta + \varphi_i)} = \sum_i \cos(K_0 X_i \cos \theta) \cdot \cos \varphi_i + j \sum_i \sin(K_0 X_i \sin \theta) \cdot \sin \varphi_i$$

Chaque phase ( $\varphi_i$ ) génère des valeurs de sortie  $\cos(\varphi_i)$  et  $\sin(\varphi_i)$ . Cette procédure permet d'améliorer la performance du réseau de neurones [III.29, III.30].

### Fichier d'apprentissage

Le fichier d'apprentissage comprend deux catégories de paramètres: les paramètres d'entrée qui constituent les variables à optimiser et les paramètres de sortie qui correspondent aux résultats désirés. Dans chaque fichier, le nombre d'échantillons sur lequel l'apprentissage doit s'effectuer est fourni ainsi que le nombre de neurones d'entrée et de sortie. Ce nombre d'échantillons dépend de la nature du problème à traiter. Plus le résultat est sensible aux évolutions des paramètres d'entrée, plus la discrétisation des plages de variation est fine. Ainsi il est préférable de connaître le ou les paramètres à optimiser responsables des plus importantes variations sur le résultat désiré. A noter, que l'augmentation des échantillons d'apprentissage n'est pas toujours néfaste puisqu'il permet une meilleure connaissance du problème, mais la phase d'apprentissage est plus coûteuse en temps de calcul.

Nous avons construit quatre fichiers de données correspondant à notre étude. Un premier fichier où tous les "**valeurs**" du vecteur d'entrée sont des zéros excepté un seul (+1), un deuxième où tous les valeurs sont des zéros excepté deux (+1 et -1), un troisième fichier où tous les valeurs sont des zéros sauf deux (+1 et +1) et un quatrième fichier où tous les valeurs sont des zéros sauf trois (+1, +1 et +1); avec les sorties souhaitées. Une valeur d'entrée +1 indique une détection d'une source désirée (lobe principal) dans un secteur, Une valeur d'entrée '0' ne représente aucune source dans le secteur et Une valeur '-1' indique une interférence qu'on doit l'annuler dans le secteur. Les valeurs des pondérations sont choisies d'une façon bien déterminée pour tenir compte des différentes possibilités de formage de lobes. Plusieurs cas sont enregistrées dans notre base, des cas

extrêmes dans les deux zones ((-90°:0) et (0:90°)), des cas proches dans les deux zones et des cas dans la même zone.

#### **IV.1.4 Algorithme et paramètres d'apprentissage**

Tous les modèles de réseaux de neurones requièrent un apprentissage. Plusieurs types d'apprentissages peuvent être adaptés à un même type de réseau de neurones. Les critères de choix sont souvent la rapidité de convergence ou les performances de généralisation.

Le critère d'arrêt de l'apprentissage est souvent calculé à partir d'une fonction de coût, caractérisant l'écart entre les valeurs de sortie obtenues et les valeurs de références (réponses souhaitées pour chaque exemple présenté).

Les possibilités offertes par le logiciel (Matlab) sur les méthodes d'apprentissage sont assez étendues, (**tableau III.1**). Celle retenue est l'apprentissage par l'algorithme de rétropropagation de l'erreur (*souligné*), technique reposant sur une minimisation d'un critère d'erreur de type moindre carré et utilisant le terme momentum et la technique d'adaptation du coefficient d'apprentissage, afin d'améliorer la vitesse de convergence. L'efficacité d'apprentissage dépend de plusieurs paramètres:

**Coefficient d'apprentissage  $\eta$** : ce paramètre détermine la vitesse de convergence. Si la valeur de démarrage de  $\eta$  est grande, alors on aura un apprentissage très rapide mais au prix de la création d'oscillations dans l'erreur totale moyenne qui empêcheront l'algorithme de converger vers le minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart de cas, si la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux, le réseau subira un blocage dans l'un d'eux. Toutes ces conditions nous obligent à commencer l'apprentissage avec une petite valeur de  $\eta$ , si on veut atteindre un minimum global, même si l'apprentissage est long.

**Momentum  $\alpha$** : ce paramètre permet l'introduction de l'ancien poids dans le calcul de sa nouvelle valeur. Le momentum empêche l'algorithme de rester bloqué dans un minimum local et il augmente encore la vitesse de convergence. La valeur de  $\alpha$  est toujours inférieure à 1 (valeur typique  $\alpha=0.9$ ).

**Seuil de tolérance**: ce paramètre critique détermine la précision dans la réponse du réseau de neurones.

**Nombre de neurones cachés:** le nombre de neurones dans la couche cachée détermine la structure de notre réseau. Un grand nombre de neurones est nécessaire pour modéliser une relation complexe (relation entrée-sortie). Mais dans certains cas, trop de neurones entraîne un surapprentissage du réseau, et ce réseau tentera de mémoriser des informations au lieu de généraliser.

**Nombre de couches cachées:** il est démontré théoriquement qu'un réseau neuronal multicouche avec au moins une seule couche cachée peut modéliser arbitrairement une relation non linéaire complexe.

	Acronym	Algorithme
1	<b>LM</b>	Trainlm - Levenberg-Marquardt
2	<b>BFG</b>	trainbfg - BFGS Quasi-Newton
3	<b>RP</b>	trainrp - Resilient Backpropagation
4	<b>BR</b>	Trainbr - Bayesian regularization
5	<b>SCG</b>	trainscg - Scaled Conjugate Gradient
6	<b>CGB</b>	traincgb - Conjugate Gradient with Powell/Beale Restarts
7	<b>CGF</b>	traincgf - Fletcher-Powell Conjugate Gradient
8	<b>CGP</b>	traincgp - Polak-Ribière Conjugate Gradient
9	<b>OSS</b>	trainoss - One-Step Secant
10	<b>GDX</b>	<b><u>trainidx - Variable Learning Rate Backpropagation</u></b>
11	<b>GD</b>	Traingd - Basic gradient descent
12	<b>GDM</b>	Traingdm - Gradient descent with momentum

**Tableau III.1 : Récapitulatif des méthodes d'apprentissage possibles**

#### **IV.1.5 Validation et résultats de simulation**

Une fois le réseau de neurones entraîné (après apprentissage), il est nécessaire de le tester sur une base de données différente de celles utilisées pour l'apprentissage. Ce test permet à la fois d'apprécier les performances du système neuronal et de détecter le type de données qui pose problème. Si les performances ne sont pas satisfaisantes, il faudra soit modifier l'architecture du réseau, soit modifier la base d'apprentissage (caractéristiques discriminantes ou représentativité des données de chaque classe). L'évolution de fonction d'erreur pendant la phase d'apprentissage se visualise par l'intermédiaire d'un graphe (**Figure III.12 et III.13**). Il illustre la convergence du réseau de neurones par rapport au fichier d'apprentissage.

**Exemple 1: Structure du modèle neuronal d'un lobe directif**

Le calcul de pondérations  $\varphi_i$  en fonction de la direction d'arrivée du signal nous mène à former un réseau neuronal constitué d'un seul neurone d'entrée et huit neurones à la sortie (antenne 8 éléments). Plusieurs simulations ont été faites, le réseau optimal obtenu après l'ajustement des différentes paramètres est illustré dans le (**Tableau III.2**). Le neurone utilisé dans ce réseau est le neurone linéaire continu dont la fonction d'activation est une fonction linéaire à seuil.

Paramètres	Symbole	valeur
Nombre de neurones d'entrée	n	1
Nombre de neurones de sortie	m	8
Nombre de neurones cachés	p	10
Coefficient d'apprentissage	$\eta$	0.03
Momentum	$\alpha$	0.9
Seuil de tolérance	$\varepsilon$	0.01

*Tableau III.2 : Valeurs Typiques de paramètres utilisés dans l'algorithme d'apprentissage*

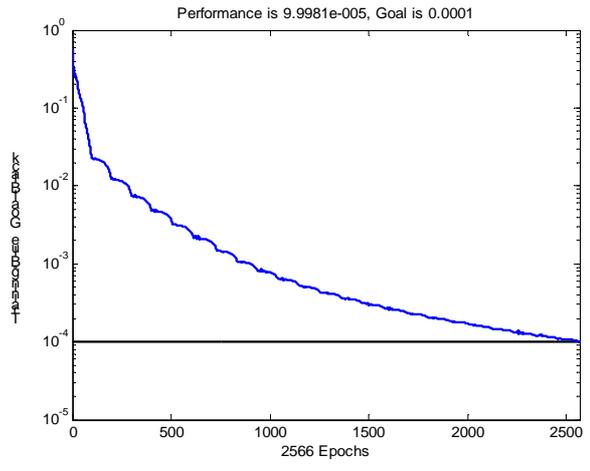
*Figure III.12 : Evolution de la fonction d'erreur pendant la phase d'apprentissage.*

**Exemple 2: Structure du modèle neuronal d'un lobe- zéro et multi- lobes**

Comme il a été démontré théoriquement qu'un réseau neuronal multicouche avec une seule couche cachée est capable d'identifier arbitrairement une fonction non linéaire complexe et ses dérivées, notre réseau contient donc une seule couche cachée. Le choix du nombre de neurones cachés est fortement lié à la nature de la non linéarité à modéliser. Dans notre cas (**Tableau III.3**), 60 neurones cachés ont permis une bonne convergence de l'algorithme et une bonne précision du modèle neuronal formé de deux entrées et huit sorties. Le neurone utilisé dans ce réseau est le neurone non linéaire continu dont la fonction d'activation est une fonction sigmoïde. ).

Paramètres	Symbole	valeur
Nombre de neurones d'entrée	$n$	2
Nombre de neurones de sortie	$m$	8
Nombre de neurones cachés	$p$	60
Coefficient d'apprentissage	$\eta$	0.02
Momentum	$\alpha$	0.7
Seuil de tolérance	$\varepsilon$	0.01

<p><i>Tableau III.3 : Valeurs Typiques de paramètres utilisés dans l'algorithme d'apprentissage</i></p>	 <p><i>Figure III.13 : Evolution de la fonction d'erreur pendant la phase d'apprentissage.</i></p>
---	--

Nous présentons différents cas de synthèses (R. D. N) de réseaux linéaires à rayonnements spécifiés pour illustrer les différentes possibilités offertes par la méthode d'optimisation afin de prouver l'efficacité et la souplesse de cet outil numérique.

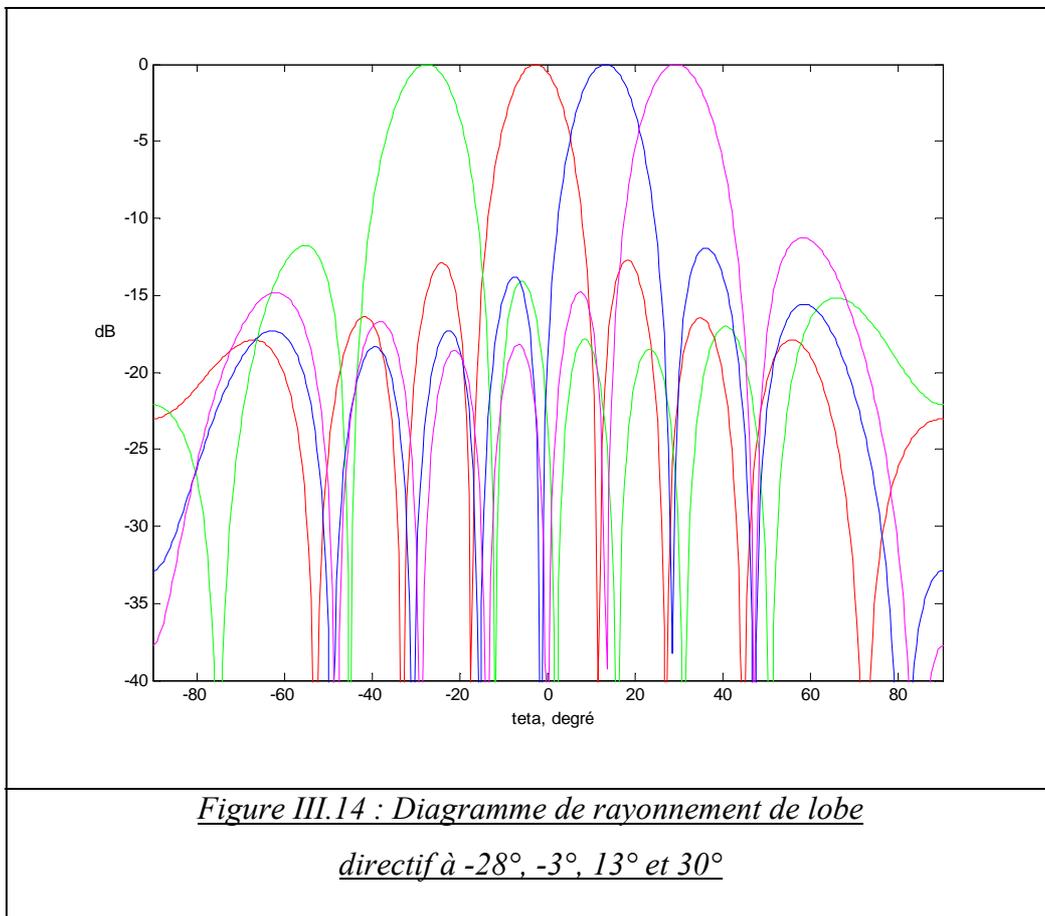
Les diagrammes synthétisés sont les suivants :

- Diagramme directif avec lobes secondaires bas (**Figure III.14**).
- Diagramme directif avec un zéro dans une zone angulaire privilégiée (direction d'interférence) (**Figure III.15.a, b et c**).
- Deux diagrammes directifs en deux directions désirées (**Figure III.16.a et b**).
- Trois diagrammes directifs en trois directions désirées (**Figure III.17.c et d**).

Les pondérations synthétisées sont reportées aux tableaux III.4, III.5 et III.6.

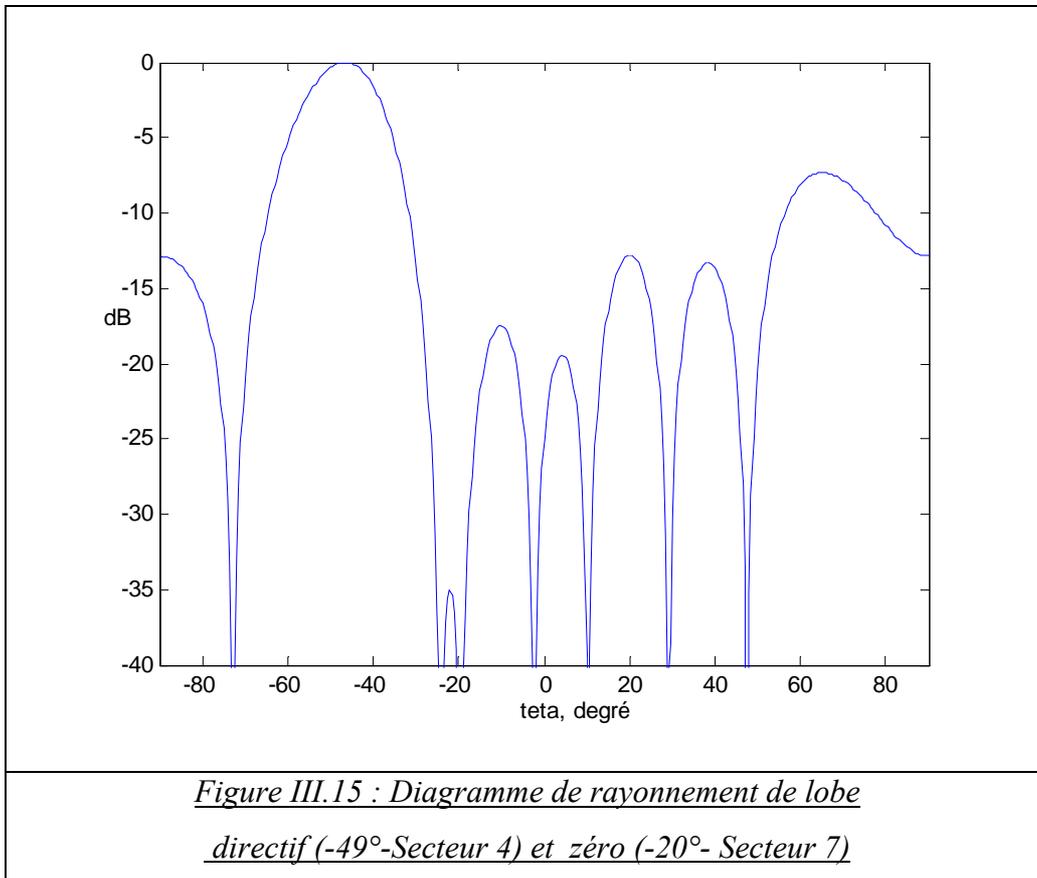
	Excitations Synthétisées par les réseaux de neurones			
	-28	-3	13	30
1	64	330	147	314
2	156.5	338	100	214
3	237	346.5	60	128.8
4	319.5	355.5	19.5	42.5
5	40.5	4.5	319.5	317.5
6	123	13.5	300	231.2
7	203.5	22	260	146
8	296	30	213	46

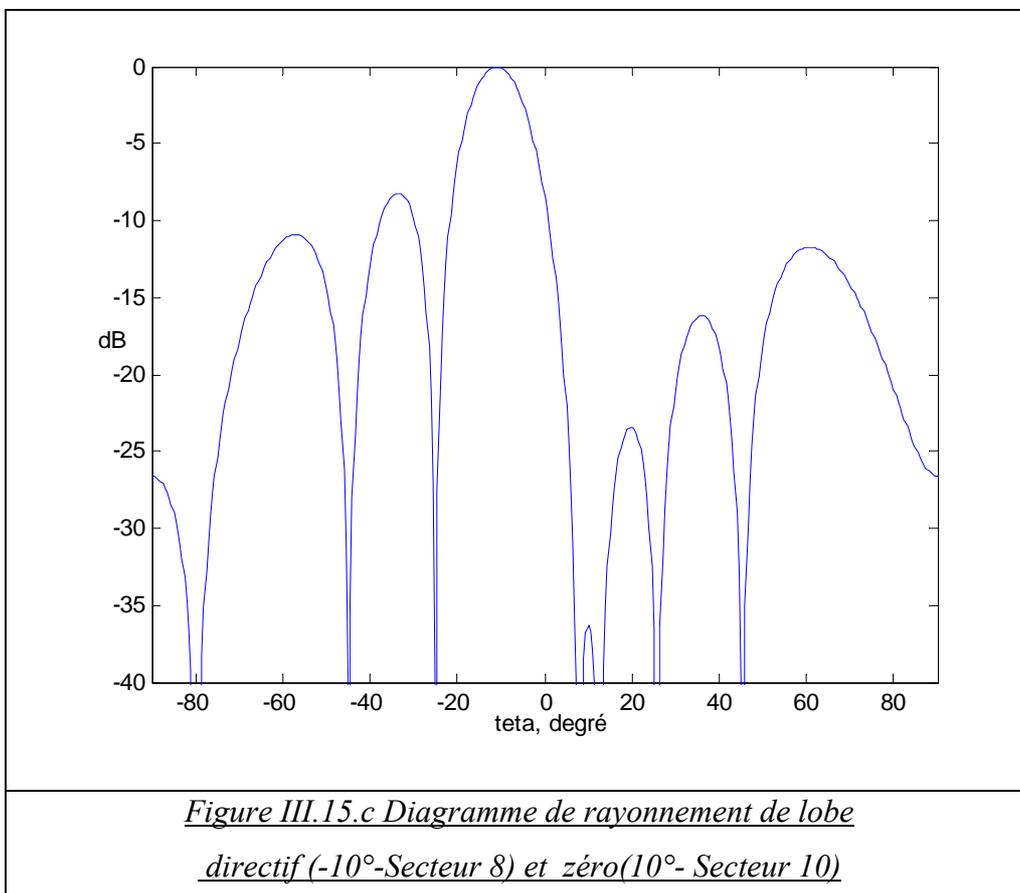
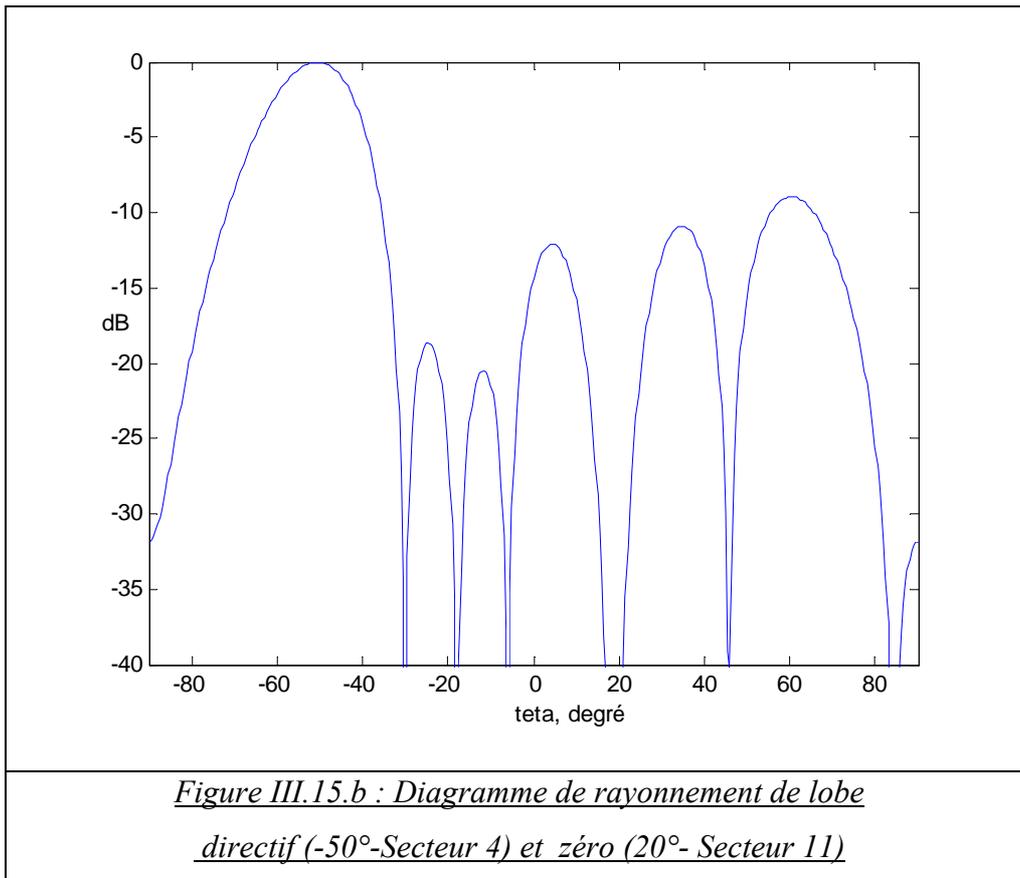
*Tableau III.4 : Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée)*



	Excitations Synthétisées par les réseaux de neurones			
	-49°et	-20°	-50°et 20°	-10°et 10°
1	240	220	215	
2	50	20	300	
3	180	175	320	
4	310	275	350	
5	50	85	10	
6	180	185	40	
7	310	340	60	
8	120	140	145	

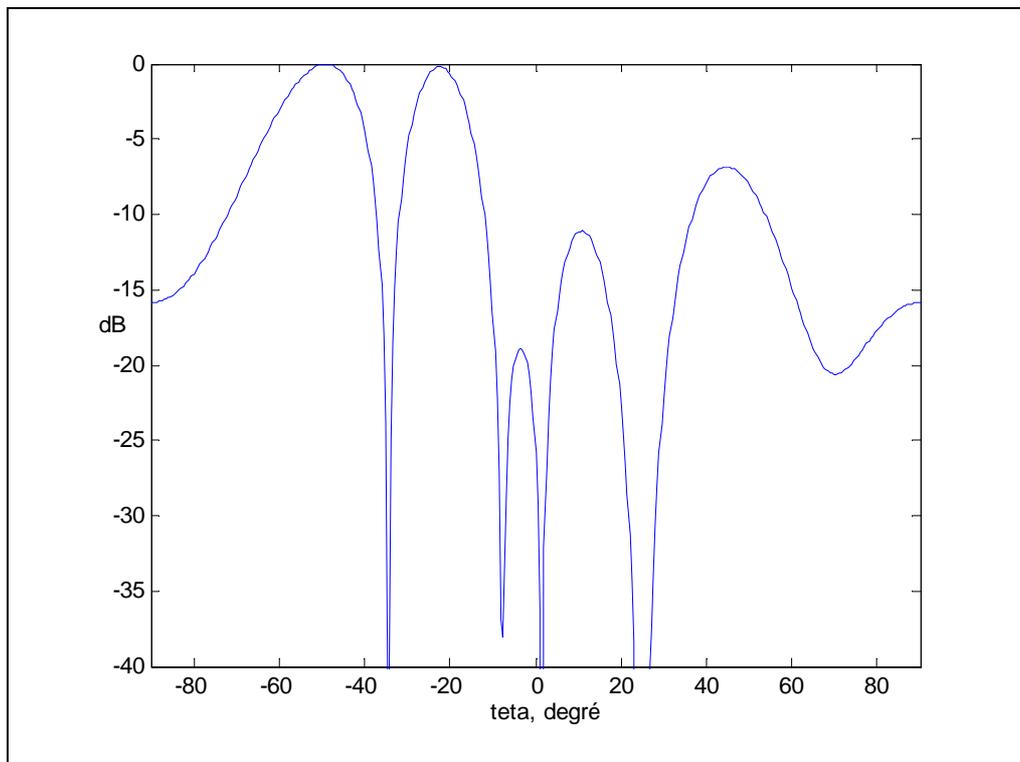
*Tableau III.5 : Excitations synthétisées des lobes directifs (direction désirée) et zéros (interférence)*



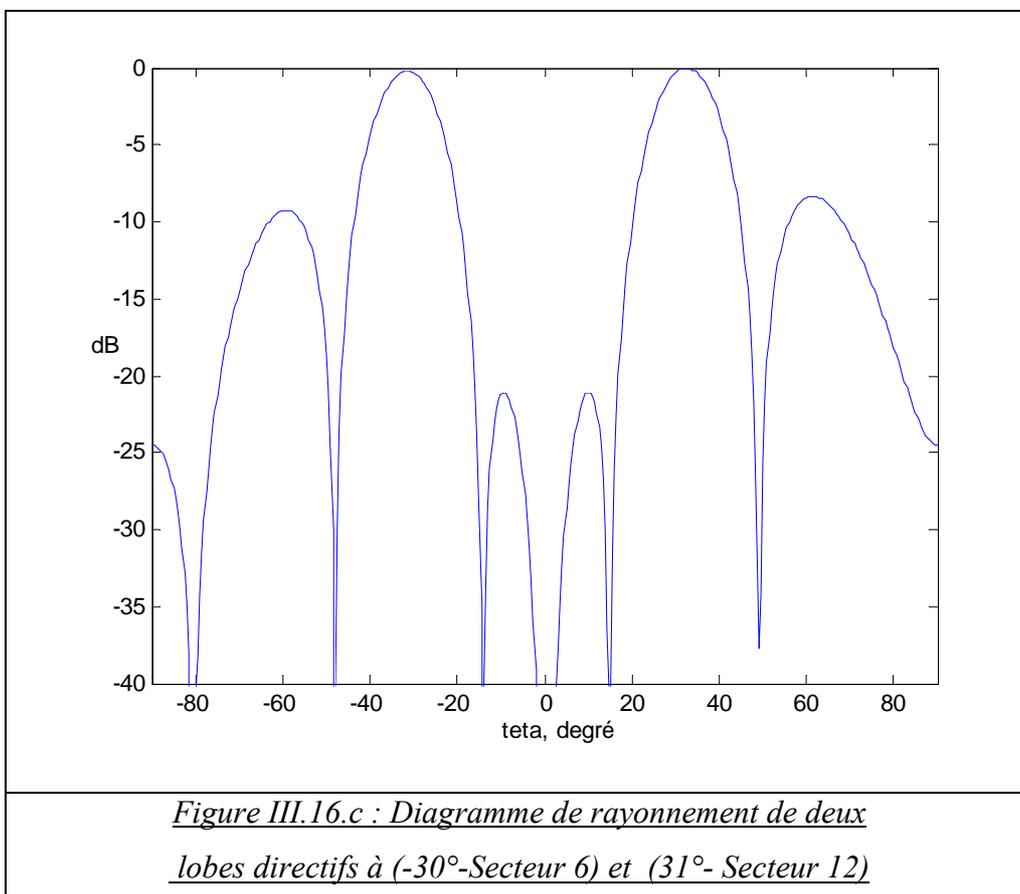
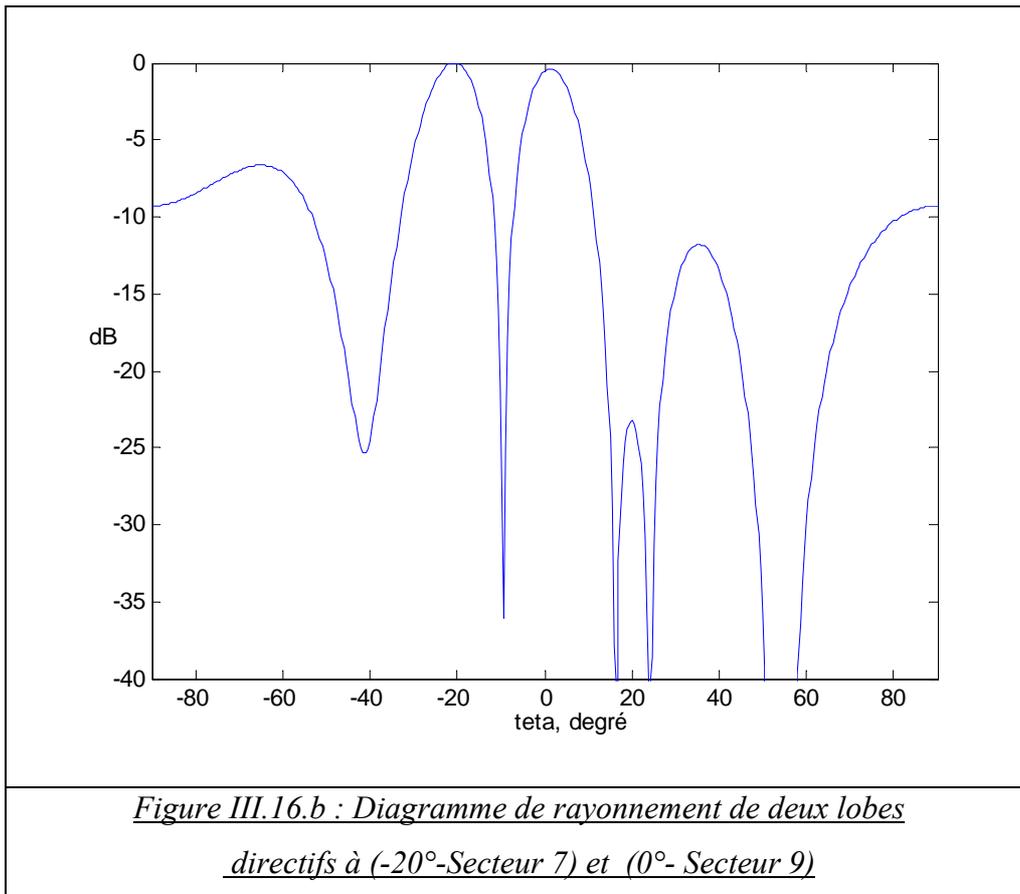


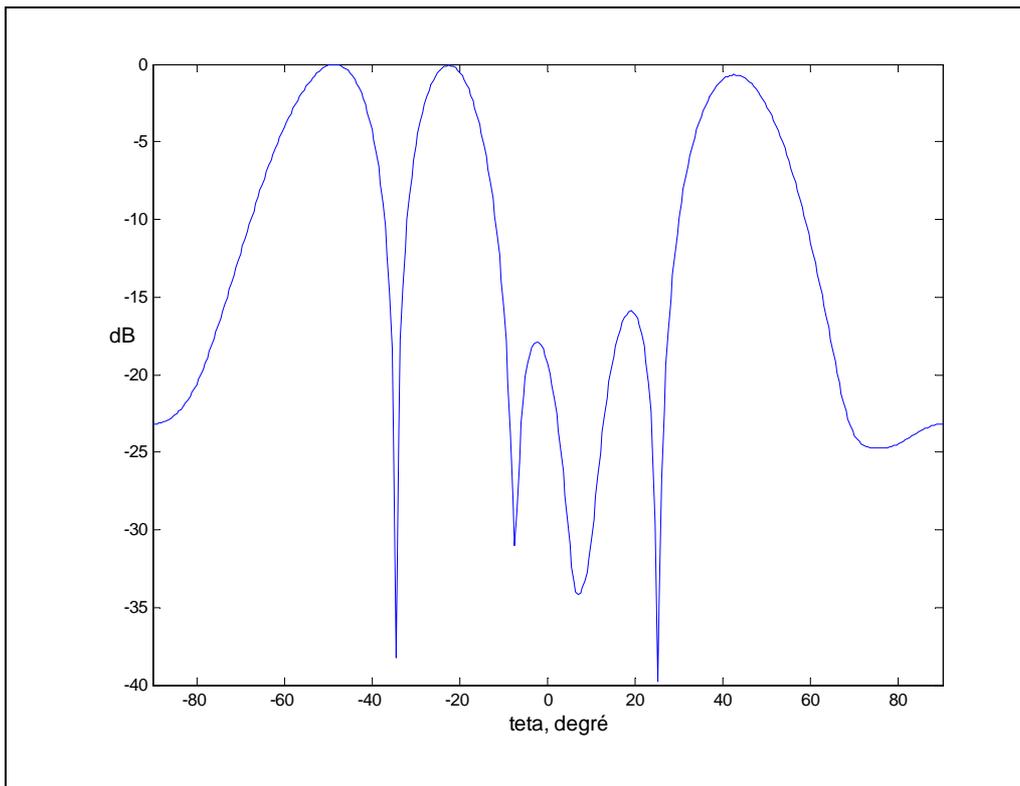
Excitations Synthétisées par les réseaux de neurones					
	-49°et -22°	-20°et 0°	-30°et 31°	-50°, -20° et 40°	-30°, -10° et 30°
1	240	220	5	265	95
2	50	20	185	45	86
3	180	175	180	81	218
4	310	275	360	234	234
5	50	85	360	126	126
6	180	185	180	279	142
7	310	340	175	315	274
8	120	140	355	95	288

*Tableau III.6 : Excitations synthétisées par les réseaux de neurones de deux lobes directifs*

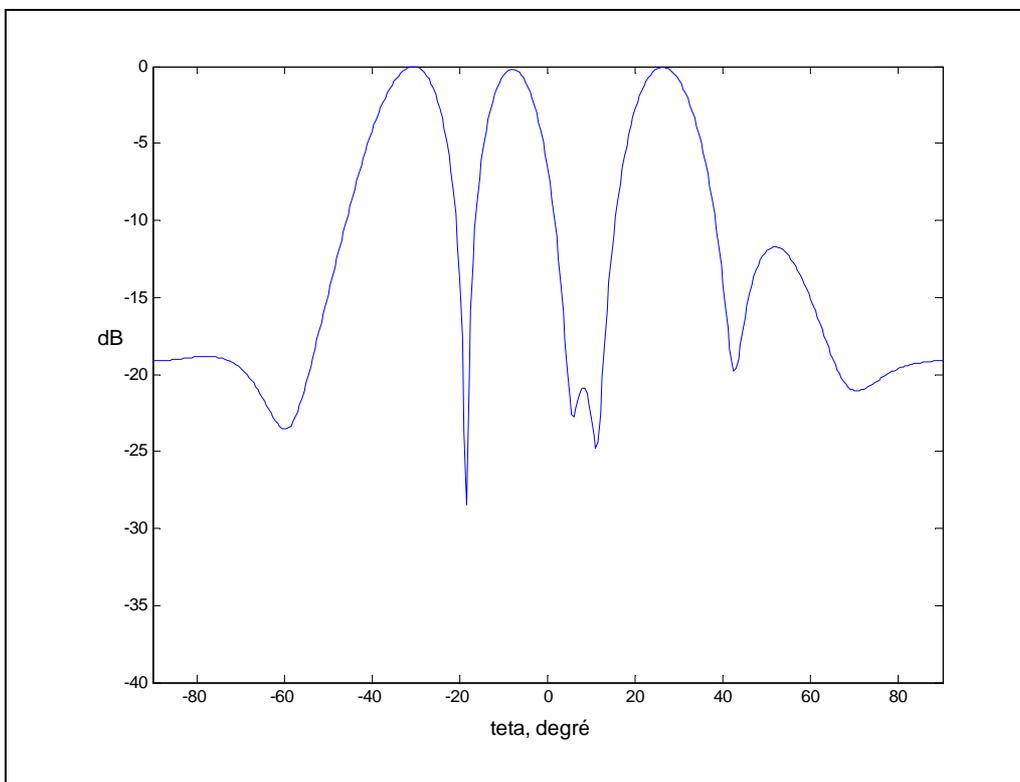


*Figure III.16.a : Diagramme de rayonnement de deux lobes directifs à (-49°-Secteur 4) et (-20°- Secteur 7)*





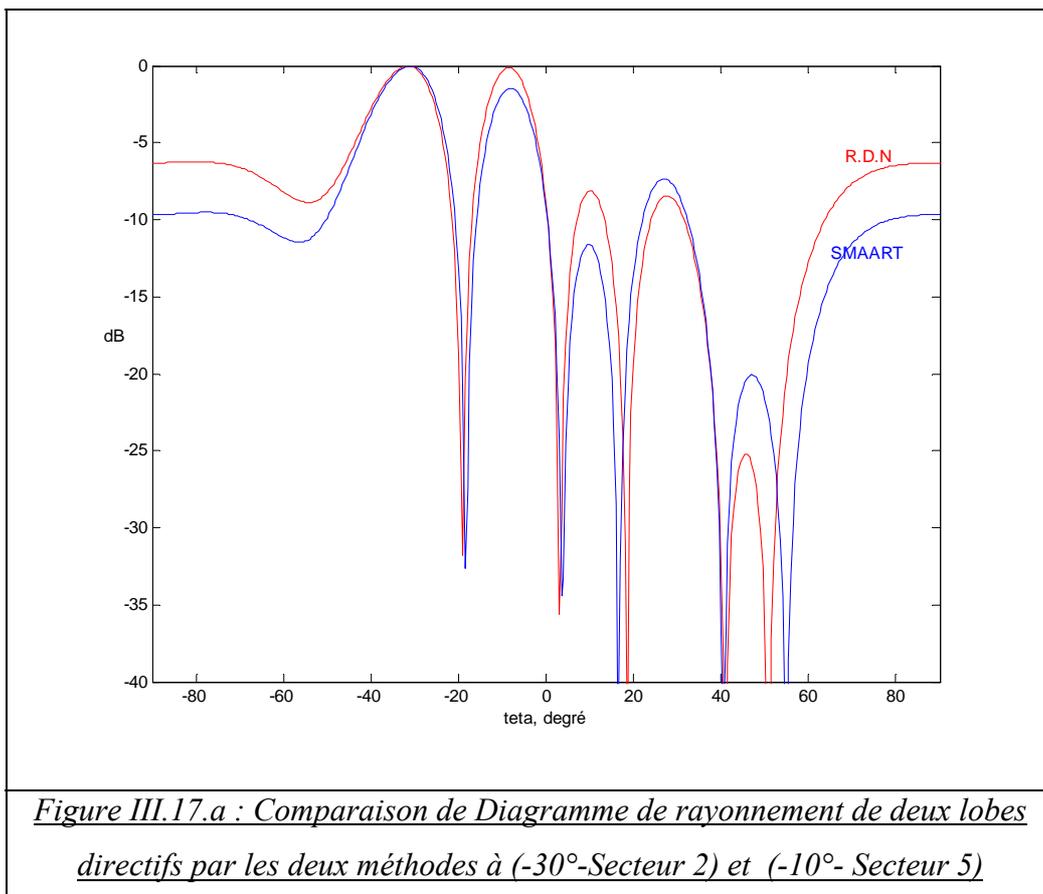
*Figure III.16.b : Diagramme de rayonnement de trois lobes directs à (-50°-Secteur 4), (-20 –Secteur 7) et (40°- Secteur 13)*



*Figure III.16.c : Diagramme de rayonnement de trois lobes directs à (-30°-Secteur 6), (10°-Secteur10 ) et (30°- Secteur 12)*

## **V- Comparaison De Synthèse De R. D. N Avec SMAART**

Dans ce paragraphe nous comparons des résultats des simulations obtenus par la synthèse de réseau de neurones avec celles obtenus avec SMAART (*Figure 17.a, b, c et d*). La méthode SMAART, consiste à ajuster pour chaque cas (désiré) le gabarit et les poids d'une façon très précise pour avoir les résultats désirés. La convergence est donc lente et il existe parfois des difficultés à obtenir la solution désirée. On est alors sera obligé de réajuster le gabarit et les poids. Contrairement à une méthode d'optimisation classique (SMAART), la méthode numérique basée sur le réseau de neurones nous permet d'avoir dans le plupart des cas une solution qui s'approche de celle désirée avec un temps de calcul instantané.



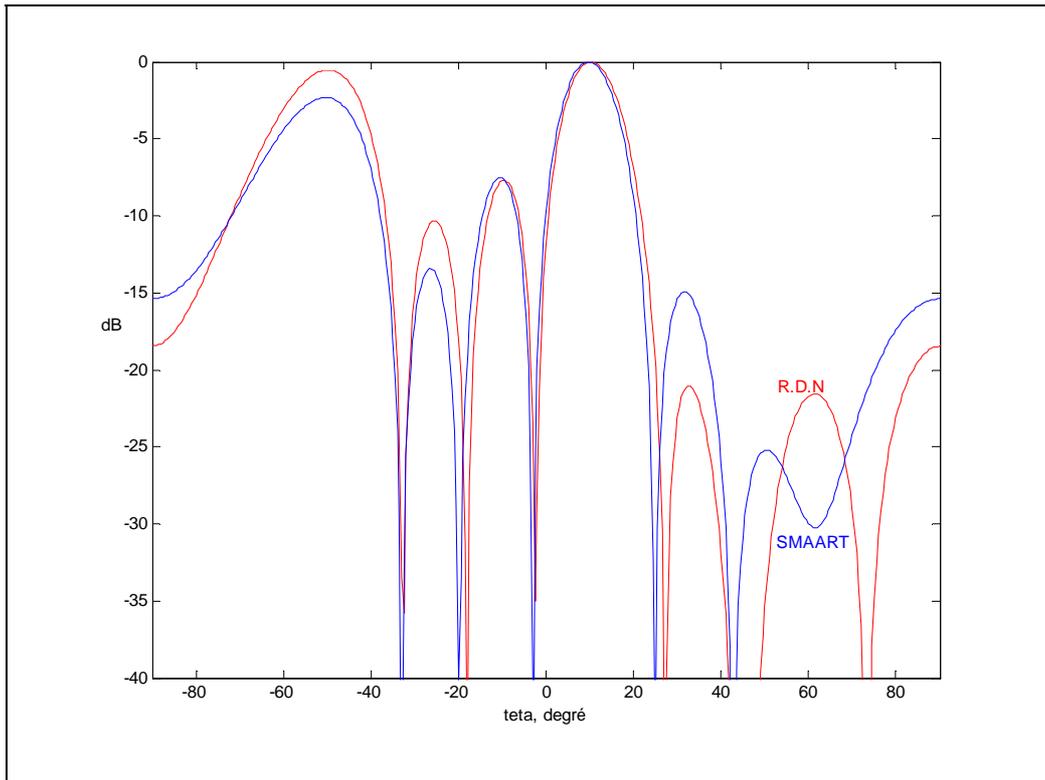


Figure III.17.b : Comparaison de Diagramme de rayonnement de deux lobes directs par les deux méthodes à (-50°-Secteur 2) et (10°- Secteur 5)

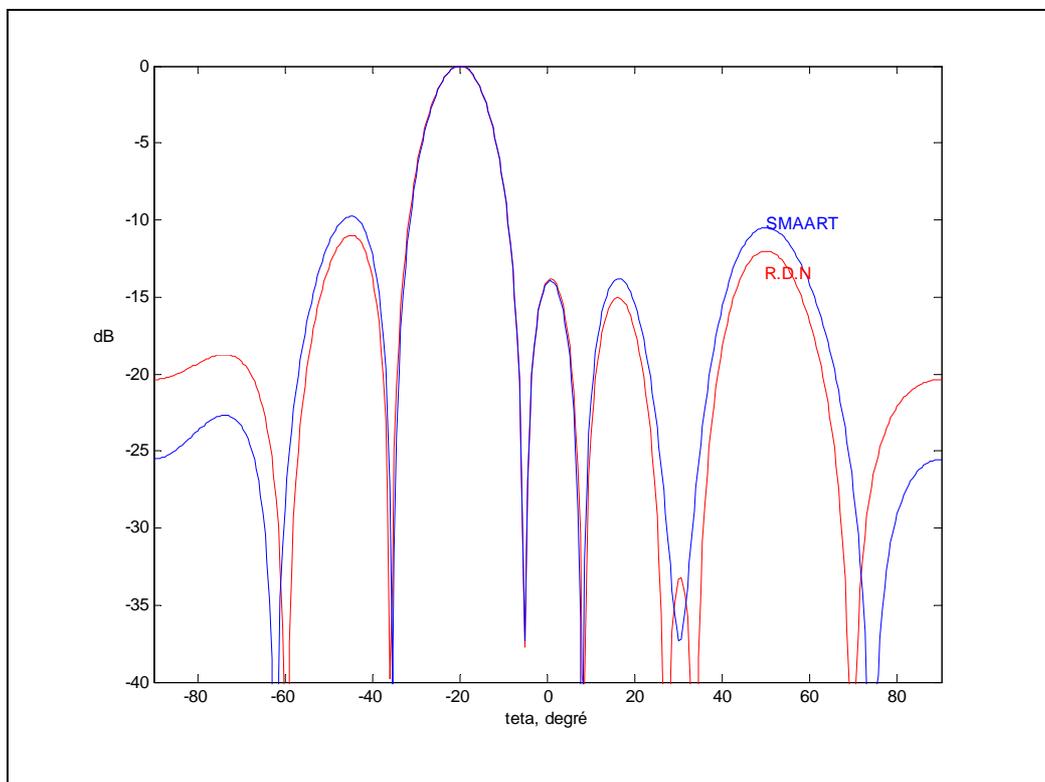
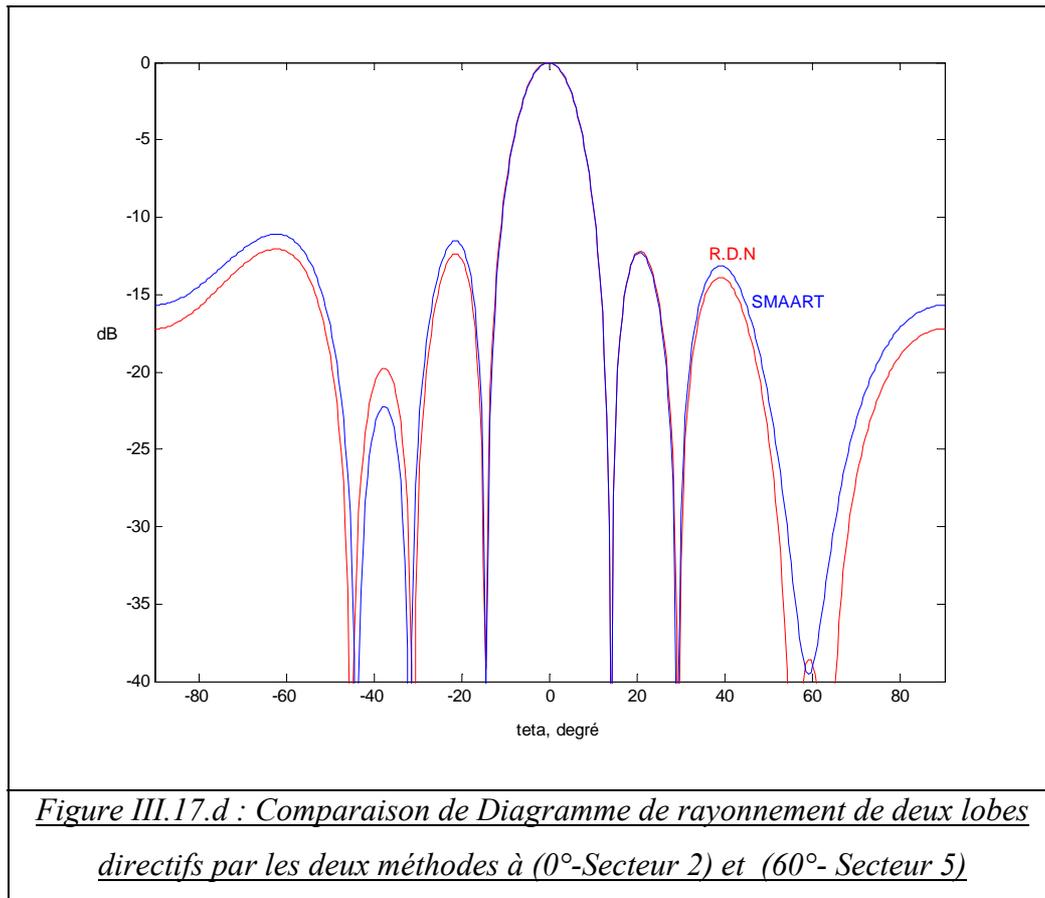


Figure III.17.c : Comparaison de Diagramme de rayonnement d'un lobe et zéro de deux méthodes à (-20°-Secteur 2) et (30°- Secteur 5)



## **VI- Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les idées de base sur l'optimisation par réseaux de neurones. Nous avons décrit:

- Le neurone biologique ou artificiel.
- Les trois grandes catégories de réseaux de neurones artificiels (Réseau neuronal multicouche de type Feedforward, Réseau récurrent et Réseau cellulaire).
- Les trois types de réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward : Le perceptron multicouche MLP, le réseau RBFNN et le réseau d'ondelettes WNN. Nous avons utilisé dans ce chapitre les réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward, et en particulier, le perceptron multicouche MLP, car ce type de réseaux est adapté dans notre travail.
- Les différentes méthodes d'apprentissage qui peuvent être utilisés pour les réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward.

- Les principaux algorithmes d'apprentissage qui peuvent être utilisés pour les réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward.
- Les démarches de modélisation (base d'apprentissage, prétraitement et post-traitement) et l'algorithme d'apprentissage adopté dans notre étude.

En second lieu, nous avons exploité la représentation neuronale non linéaire pour développer un nouvel outil de synthèse, et ceci pour répondre aux spécifications de rayonnement désiré. La comparaison du modèle neuronal avec l'approche classique non linéaire (SMAART), a mis en évidence la fiabilité et la rapidité de convergence du modèle neuronal dans ce type de problèmes. La validité de ce modèle a été supportée par les différents cas de simulation. Les résultats obtenus montrent la faisabilité et l'efficacité de l'utilisation d'un modèle neuronal pour modéliser un système non linéaire, mais également l'adaptation de ce modèle aux points de mesure sans avoir besoin de savoir préalablement la forme de non linéarité à modéliser.



---

## **Bibliographie**

---

[II.1] M. Rammal, "*Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées, Application à la conception de réseaux à lobes formés*".Thèse de Doctorat n°3-93, UER des sciences, Université de Limoges, Janvier 1993.

[II.2] D.Eclercy, "*Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastiques*", thèse de doctorat 22 septembre 1998.

[II.3] S. Haykin, "*Neural networks: A comprehensive foundation*," New York: Macmillan College Publishing Company, 1994.

[II.4] A. Cichocki and R. Unbehauen, "*Neural networks for optimisation and signal processing*," J. Wiley, Sons Ltd. and B.G. Teubner, Stuttgart, 1993.

[II.5] E. Davalo et P. Naim, "*Les réseaux de neurones*," Eyrolles, 1990.

[II.6] S. Wang, "*Réseaux de neurones artificiels*," Thèse de doctorat de l'institut de Grenoble, Sep.1989.

[II.7] C. Jutten, "*Réseaux de neurones : Principes, paradigmes et applications*," Institut National Polytechnique de Grenoble, Oct. 1990.

[II.8] Y. Harkous, "*Application de réseaux de neurones à la modélisation de composants et de dispositifs microndes non linéaires*," Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Dec. 1998.

- [II.9] P. Van der Smagt and F. Groen, "Approximation with neural networks: Between local and global approximation," International Conference on Neural Networks, Peth, Australia 1995.
- [II.10] Chen, T., and H. Chen, "Approximation capability to functions of several variables, nonlinear functionals, and operators by radial basis function neural networks," Neural Networks, vol. 6, pp.904-910, 1995.
- [II.11] G. Cybenko, "Approximation by superposition of a sigmoidal function," Mathematics of control, signals and systems, vol. 2, pp. 303-314, 1989.
- [II.12] K. Hornik, M. Stinchcombe, and H. White, "Multilayer feedforward networks are universal approximators," Neural Networks, vol. 2, pp. 1069-1072, 1993.
- [II.13] T. Poggio and F. Girosi, "Networks for approximation and learning," Proc. IEEE, vol.78, no.9, pp 1481-1497, Sept. 1990.
- [II.14] M. J. D. Powell, "Radial basis functions for multivariable interpolation: A review," IM A Conference on Algorithms for the Approximation of Functions and Data, pp. 143- 167, RMCS, Shrivenhan, UK, 1985.
- [II.15] E. J. Hartman, J. D. Keeler, and J.M. Kowalski, "Layered neural networks with gaussian hidden units as universal approximations," Neural Computation 2, pp. 210- 215, 1990.
- [II.16] J. Park and I. W. sandberg, "Universal approximation using radial-basis-function networks," Neural Computation 3, pp. 246-257, 1991.
- [III.17] J. Moodey and C.J. Darken, "Fast learning in networks of locally-tuned processing units," Neural Computation 3, vol.1, no.2, pp. 281-294, 1989.
- [III.18] Q. Zhang and A. Benveniste, "Wavelets networks," IEEE Trans. on Neural Networks, vol. 3, pp. 889-898, 1992.
- [III.19] Y.C. Pati and P.S. Krishnaprasad, "Analysis and synthesis of feedforward neural networks using discrete affine wavelet transformations," IEEE Trans. Neural Networks, vol. 4, Jan. 1993.
- [III.20] J. Zhang, G. G. Walter, Y. Miao, and W. N. W. Lee, "Wavelet neural networks for function learning," IEEE Trans. Signal Process, vol. 43, No. 6, pp. 1485-1497, June 1995.
- [III.21] A. Graps, "An Introduction to wavelets," IEEE Computational Science and Engineering, vol. 2. no. 2, Summer 1995.
- [III.22] Y. Meyer, "Wavelets: Algorithms and applications" translated by R. D. Ryan Philadelphia,PA : SIAM Press, 1993.
- [III.23] Simon Haykin,"Neural network: A comprehensive foundation", New York: Macmillan College Publishing Company, 1994.

- [III.24] M. Riedmiller., “*Advanced supervised learning in multi-layer perceptrons from back propagation to adaptive learning algorithms*”, In Int. journal of Computer Standards and Interfaces, Special Issue on Neural Networks (5), 1994.
- [III.25] M. Minoux., “*Programmation mathématique, théorie et algorithmes, tome 1*”, collection Technique et Scientifique des Télécoms., Dunod, Paris, 1983.
- [III.26] C. Charalambous. “*Conjugate gradient algorithm for efficient training of artificial neural networks*”, IEE Proceedings-g, vol. 139, no. 3, pp. 301-310, June 1992.
- [III.27] M. Minoux, “*Programmation mathématique, théorie et algorithmes, tome 1*”, collection Technique et Scientifique des Télécoms., Dunod, Paris, 1983.
- [III.28] T.O'Donnel, J. Simmers, and D. H.L. Southall, and Lt. Tom Klemas “*Neural Beamforming for signal Detection and Location*” IEEE, June 8, 1994.
- [III.29] FADLALLAH Najib, RAMMAL Mohamad, Kobeissi Majed, VAUDON Patrick, " ***Neural Network Synthesis Beamforming Model For Adaptive Antenna Arrays***", WSEAS Transactions on Communications, Issue 3, Volume 4, March 2005, pp. 130-134, ISSN 1109-2742
- [III.30] FADLALLAH Najib, RAMMAL Mohamad, VAUDON Patrick, " ***A phased arrays beams synthesis using neural network model***", WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS', WSEAS Transactions on Communications, Issue 3, Volume 4, March 2005, pp. 135-139, ISSN 1109-2742



---

---

## **CHAPITRE IV**

# **CONCEPTION, REALISATION DE L'ELEMENT RAYONNANT ET ETUDE DE L'EFFET DU COUPLAGE SUR LE RAYONNEMENT DU RESEAU**

---

---

- INTRODUCTION
- LA METHODE DES DIFFERENCES FINIES
- PRISE EN COMPTE DU COUPLAGE MUTUEL
- RESULTATS DE MESURES
- CONCLUSION



## **I – Introduction**

Dans ce chapitre on présente dans un premier temps l'outil d'analyse des antennes plaquées, noté **F.D.T.D.** pour Finite Difference in Time Domain. Cet outil sera associé au logiciel de synthèse afin de permettre le calcul avec soin des caractéristiques élémentaires nécessaires à la conception des réseaux d'antennes (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée, couplage entre les sources). La méthode utilisée est développée à partir d'un calcul aux différences finies qui assure une résolution directe des équations de MAXWELL dans le domaine temporel. Une étude des éléments rayonnants, des hauteurs de diélectrique utilisée et de la position du point d'excitation sur l'antenne sera développé dans le but de concevoir une antenne imprimée large bande qui couvre la totalité de la bande GSM (890-960 MHz). Dans un second temps, on décrit les différents dispositifs de mesures utilisés au sein de l'IRCOM, ainsi qu'une étude de l'influence de l'effet de couplage entre les éléments de l'antenne réseau.

## **II- Méthode aux Différences Finies**

La méthode est basée sur un calcul aux différences finies [IV.1,....,IV.7] des composantes d'un champ électromagnétique diffracté ( $e^d$ ,  $h^d$ ) créé par l'interaction entre une onde incidente ( $e^i$ ,  $h^i$ ) et les obstacles présents. Le champ total en tout point P de l'espace, et à chaque instant t, s'obtient alors par application du théorème de superposition :

$$\vec{e}(P, t) = \vec{e}^i(P, t) + \vec{e}^d(P, t)$$

Les équations de MAXWELL en champ diffracté s'écrivent :

$$\begin{aligned} \text{rot} \vec{E}^d(p, t) &= -\Gamma \frac{\partial \vec{H}^d(p, t)}{\partial t} - \vec{M}^d(p, t) \\ \text{rot} \vec{H}^d(p, t) &= \varepsilon \frac{\partial \vec{E}^d(p, t)}{\partial t} + \sigma \vec{E}^d(p, t) + \vec{j}^d(p, t) \end{aligned}$$

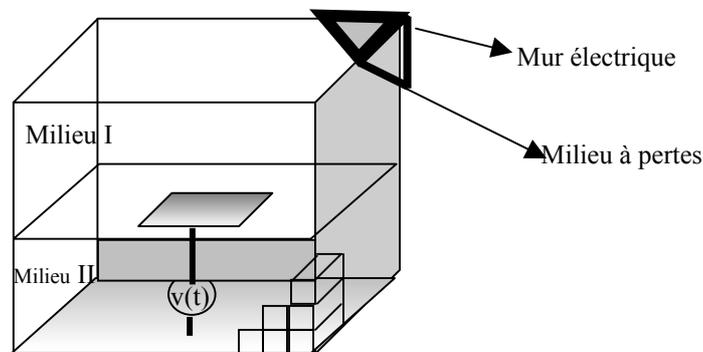
Où  $\varepsilon$ ,  $\Gamma$ ,  $\sigma$  sont les caractéristiques macroscopiques du milieu,  $\vec{M}^d$  et  $\vec{j}^d$  étant respectivement des sources de courant magnétique et électrique.

Le champ  $E^i(p, t)$  est une donnée du problème, l'analyse étant menée en régime d'émission, le champ incident n'existe qu'au niveau du générateur. Ainsi, partout ailleurs, le champ diffracté est égal au champ total.

La méthode de résolution par champ diffracté permet donc l'étude des antennes plaquées en régime d'émission. Le calcul s'effectue en discrétisant les équations de MAXWELL dans le temps et dans un volume fini qui entoure l'obstacle par l'approximation des dérivées partielles du premier ordre :

$$\frac{df}{du}(u_0) = \frac{f(u_0 + \delta/2) - f(u_0 - \delta/2)}{\delta} + O(\delta^2)$$

La simulation de l'espace infini se fait en limitant le maillage et en introduisant un milieu à pertes à la périphérie du domaine de calcul comme schématisé à la (**Figure IV.1**). Ce milieu a la propriété d'absorber les champs électromagnétiques et minimise l'effet des réflexions parasites sur les frontières du maillage.



**Figure IV.1 - Maillage de l'antenne et de l'espace environnant**

L'annulation des composantes tangentielles du champ électrique à la surface de l'obstacle parfaitement conducteur :

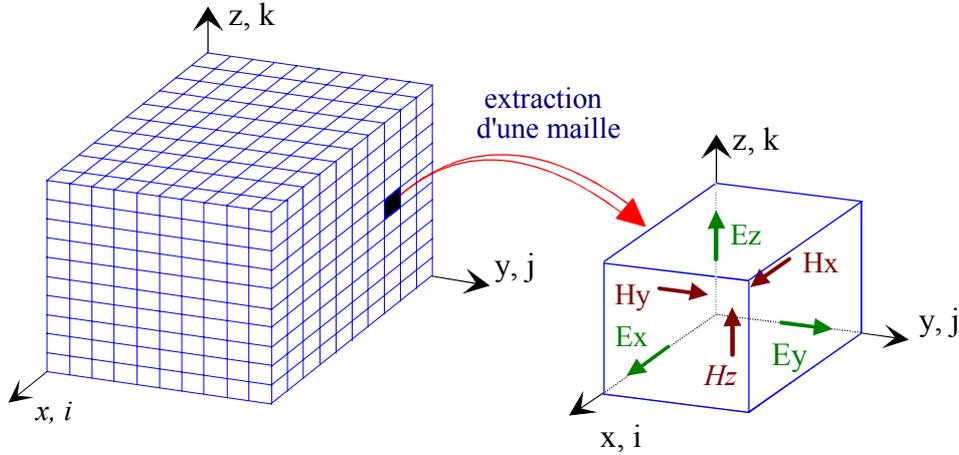
$$e_{tg}^d(M, t) = -e_{tg}^i(M, t)$$

Sert de condition aux limites à la détermination des champs électriques et magnétiques dans tout le domaine de calcul. Ainsi, le champ électromagnétique dans tout le volume de calcul est déduit du champ électrique sur l'obstacle. Enfin, la détermination des champs magnétiques de part et d'autre de l'obstacle permet de déterminer la distribution du courant à sa surface.

## **II.1 Discrétisation des équations de MAXWELL**

L'espace physique est simulé par un volume de calcul divisé en cellules élémentaires parallélépipédiques (i, j, k) représentant la position d'une maille dans le repère cartésien (0 : x, y, z) associé à la zone de calcul. Chaque cellule contient les composantes du champ électrique (resp.

magnétique) calculées au milieu des arêtes (resp. au centre des faces) comme le montre la (**Figure IV.2**).



**Figure IV.2 - Représentation de l'espace et des points des calculs des composantes du champ électromagnétique.**

Le temps est discrétisé avec un pas d'échantillonnage constant et les composantes du champ électrique (resp. magnétique) sont évaluées aux instants multiples pairs (resp. impairs) du demi-pas de discrétisation temporelle. Les équations de MAXWELL en champ diffracté, discrétisées et projetées selon les trois axes du repère cartésien (0 : x, y, z) vont permettre d'obtenir des équations aux différences finies centrées. Les expressions des diverses composantes sont données en (**ANNEXE VII**). Ainsi, pour la composante  $E_x$  dans la maille (i, j, k) à l'instant  $(n+1/2)\Delta t$  nous obtenons :

$$E_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k) = A E_x^{n-1/2}(i+1/2, j, k) + B \left[ \frac{H_z^n(i+1/2, j+1/2, k) - H_z^n(i+1/2, j-1/2, k)}{\Delta_y} - \frac{H_y^n(i+1/2, j, k+1/2) - H_y^n(i+1/2, j, k-1/2)}{\Delta_z} \right]$$

$$A = \frac{\varepsilon / \Delta t - \sigma / 2}{\varepsilon / \Delta t + \sigma / 2}$$

$$B = \frac{1}{\varepsilon / \Delta t + \sigma / 2}$$

$\varepsilon, \sigma$  sont les caractéristiques macroscopiques du milieu.

Si toutes les composantes du champ électromagnétique et les densités du courant sont connues jusqu'à l'instant  $n\Delta t$ , la seule inconnue sera alors  $E_x$  à l'instant  $(n+1/2)\Delta t$ , le schéma numérique est donc explicite. L'organigramme de cette méthode est présenté à la (**Figure IV.3**).

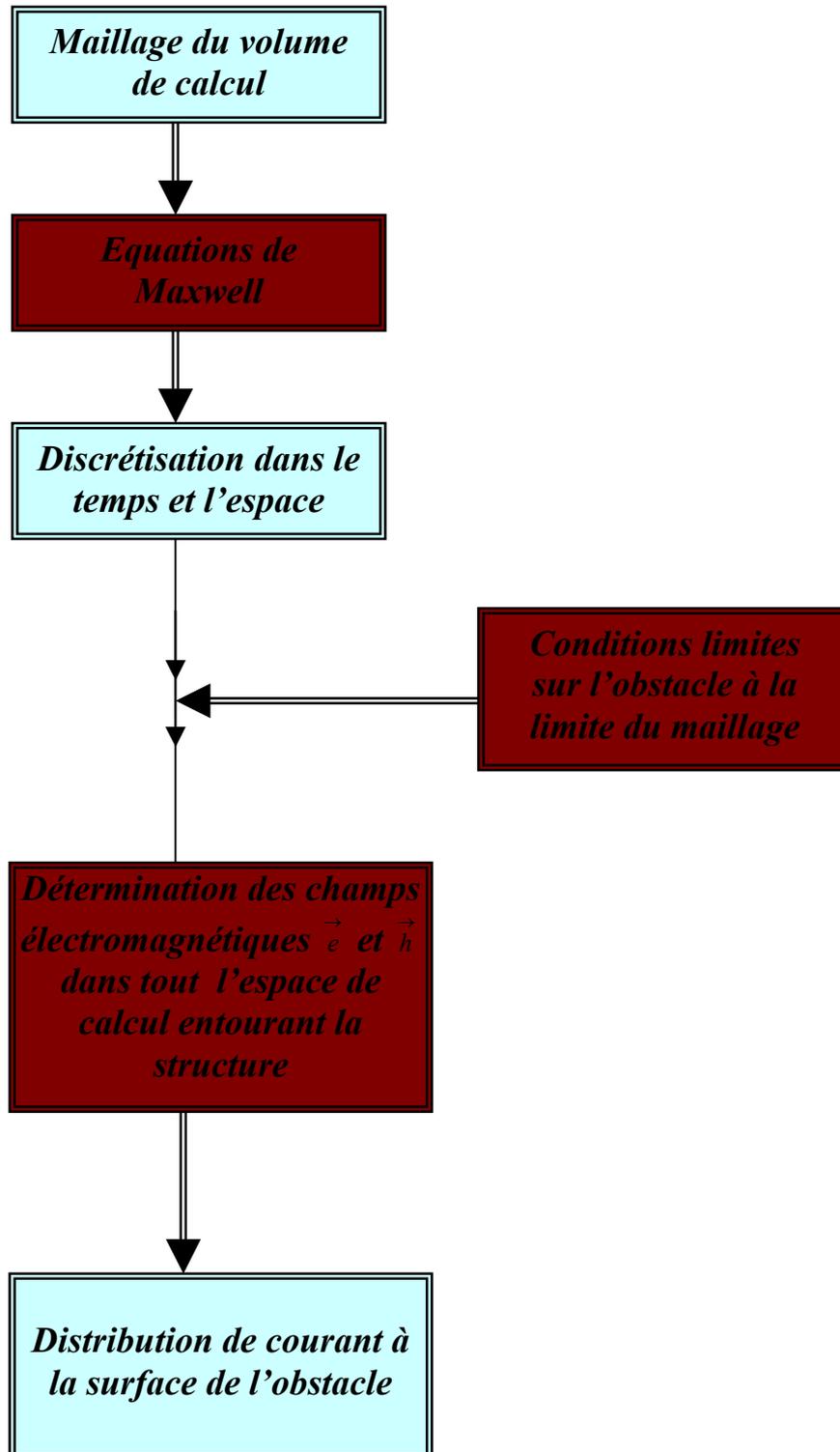


Figure IV.3 - Organigramme de la méthode des différences finies.

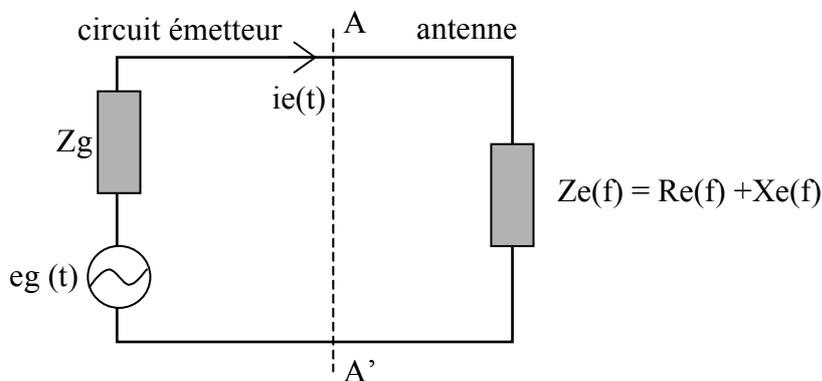
### **III- Caractérisation théoriques des antennes**

L'élément rayonnant choisi pour la mise en pratique de l'outil de synthèse est l'antenne imprimée carrée. En effet, sa modélisation ne pose pas de problème particulier et sa mise en réseau à excitation série ou parallèle est aisée.

De façon générale, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Deux groupes de paramètres caractérisent l'antenne. Le premier considère l'antenne comme un circuit électrique et le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne.

#### **III.1 Impédance d'entrée de l'antenne**

En émission, et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'aérien peut être représenté par un dipôle d'impédance d'entrée complexe  $Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f)$ , chargeant la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance d'entrée  $Z_g$ , généralement égale à 50 Ohms



**Figure IV.4: Schéma équivalent du dispositif à l'émission ((A, A') : plan de référence)**

La partie réelle de l'impédance d'entrée  $R_e(f)$  caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans la structure (onde de surface, pertes diélectriques, ...). La partie imaginaire  $X_e(f)$ , d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne.

La tension temporelle d'excitation  $e_g(t)$  est imposée au générateur. On calcule, à l'aide d'une transformée de Fourier, le spectre  $E_g(f)$  de cette excitation.

$$E_g(f) = TF [e_g(t)]$$

Le calcul du courant  $I_e(t)$  sur le fil est obtenu à partir des équations de Maxwell en introduisant une correction aux composantes de champ électrique pour prendre en compte la source d'excitation. Après transformée de Fourier, le spectre  $I_e(f)$  du courant est déterminé.

$$I_e(f) = TF [i_e(t)]$$

L'impédance d'entrée  $Z_e(f)$ , dont le plan de référence est indiqué sur la (**Figure IV.4**), est obtenue à partir de  $E_g(f)$ ,  $I_e(f)$  et  $Z_g$  l'impédance interne du générateur :

$$Z_e(f) = \frac{TF[e_g(t)]}{TF[i_e(t)]} - Z_g$$

### III.2 Coefficient de réflexion

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion. Ce coefficient de réflexion est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique :

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0}$$

Où  $Z_0$  est l'impédance de normalisation en général égale à 50 Ohms. Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est idéale lorsque  $S_{11}(f) = 0$ , c'est à dire lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne vaut :  $Z_e(f) = Z_0$ .

### III.3 Gain et directivité

Le champ lointain rayonné par une antenne est généralement caractérisé par son diagramme de directivité  $D(\theta, \varphi)$  qui caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer son énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées (**ANNEXE VIII**).

Le gain d'une antenne est une caractéristique importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée. En pratique, le gain réalisé de l'antenne est mesuré. Celui-ci est relié à la directivité par la relation suivante :

$$G_R(\theta, \phi) = e(1 - |S_{11}|^2) D(\theta, \phi)$$

où  $e$  représente l'efficacité de rayonnement de l'antenne, qui caractérise les pertes de l'antenne.

Pour s'affranchir d'une éventuelle désadaptation de l'antenne, le gain intrinsèque est alors utilisé :

$$G_{\text{intrinsèque}} = \frac{G_{\text{réalisé}}}{1 - |S_{11}|^2}$$

Si l'antenne est adaptée ( $S_{11} = 0$ ), le gain intrinsèque est égal au gain réalisé.

Le gain, grandeur sans dimension, est généralement exprimé par sa valeur en décibels :

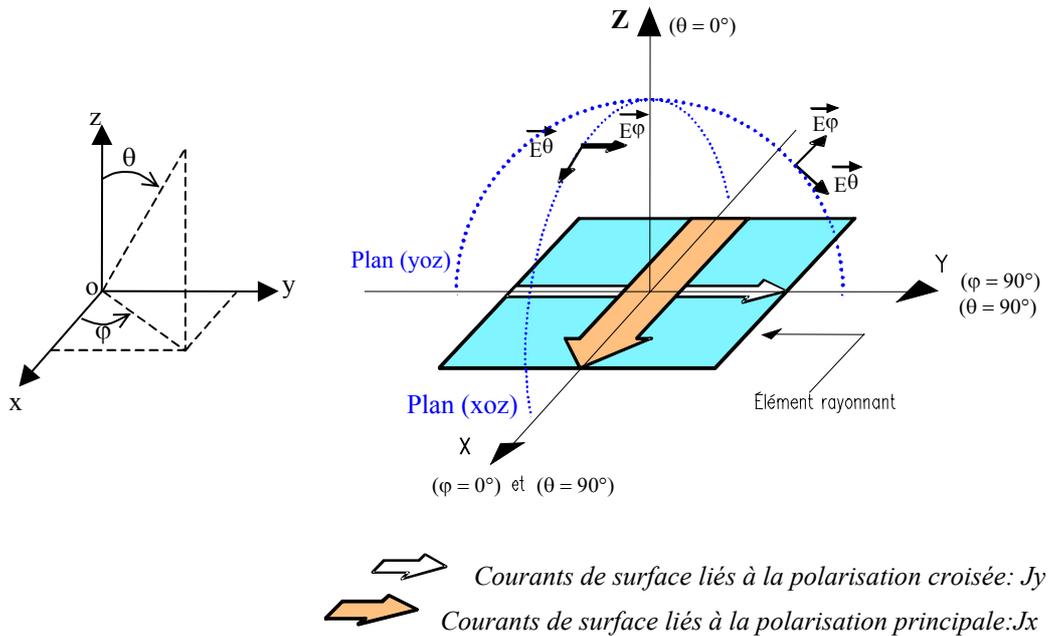
$$G(\theta, \phi)|_{\text{dB}} = 10 \log_{10} G(\theta, \phi)$$

### III.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est généralement représenté dans des plans de coupe particuliers d'un repère sphérique fournissant suffisamment d'informations sur le rayonnement. A titre d'exemple, la (**Figure IV.5**) présente les plans de coupes classiques dans lesquels sont évalués les composantes de champ électrique servant à caractériser le rayonnement d'un aérien. Dans le cas le plus général, les antennes possèdent rarement une seule composante de champ. Si bien que l'observation du rayonnement nécessite d'évaluer chacune des composantes de champ ( $E_\theta$  et  $E_\phi$ ) dans les différents plans.

On parle alors de polarisation principale et de polarisation croisée dans la cas d'une antenne polarisée linéairement. Dans l'exemple montré sur la (**Figure IV.5**), la polarisation principale est issue des courants surfaciques majoritaires  $J_x$  et correspond à la composante de champ  $E_\theta$  dans le plan de coupe ( $xoz$ ). Dans ce plan de coupe la composante  $E_\phi$  devient alors la polarisation croisée, issue des courants de surface  $J_y$ , moins importante.

Dans le cas d'une antenne à polarisation circulaire, la qualité de cette polarisation est définie par le taux d'ellipticité  $T$ :  $T \Rightarrow 1$ : la polarisation circulaire est parfaite,  $T \Rightarrow \infty$ : la polarisation est linéaire (**ANNEXE IX**).



**Figure IV.5: Diagramme de rayonnement et courants de surface**

## **IV- Caractérisation de la source élémentaire et validation expérimentale**

Dans ce paragraphe nous présentons la base de mesure et nous déterminons les différents paramètres de l'élément rayonnant intervenants dans la conception de notre réseau d'antennes. La validation expérimentale des résultats théoriques obtenus est réalisée dans la base de mesure de l'I.R.C.O.M.

### **IV.1 Présentation de la base de mesure**

#### **IV.1.1 Chambre anéchoïde**

Les mesures de rayonnement d'antennes doivent être effectuées dans la chambre anéchoïque (ou anéchoïde) (**Figure IV.6**) : c'est un milieu clos dans lequel, les parois, le planché et le plafond sont recouverts d'un matériau absorbant présentant du point de vue physique, pour les mesures du champ rayonné, des caractéristiques proches de l'espace libre, ce qui permet de minimiser les réflexions parasites qui pourraient perturber le relevé du diagramme de rayonnement.



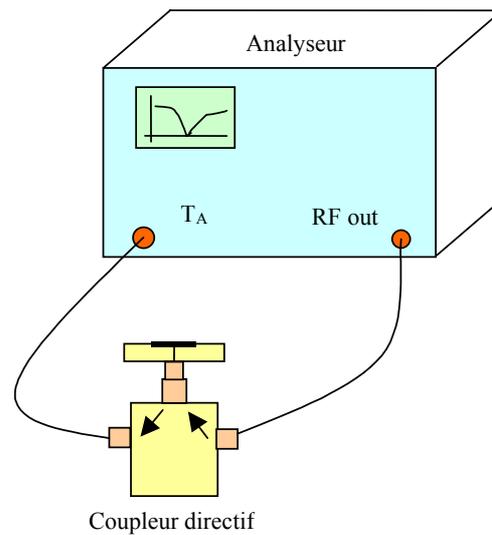
**Figure IV.6 : Photo de la base de mesure de l'I.R.C.O.M**

La chambre anéchoïde de l'IRCOM est une pièce rectangulaire de 6 m de longueur sur 4,8 m de largeur et de hauteur 2,8 m. Ceci permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans le domaine de fréquences supérieures à 1 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquence 0,01 à 40 GHz.

#### **IV.1.2 Mesure en adaptation**

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence :  $S_{11}(f)$ . Il compare l'onde réfléchie par l'antenne à l'onde incidente dans le plan de référence imposé au cours de la calibration du dispositif (**Figure IV.7**).



**Figure IV.7: Dispositif de mesure du coefficient de réflexion**

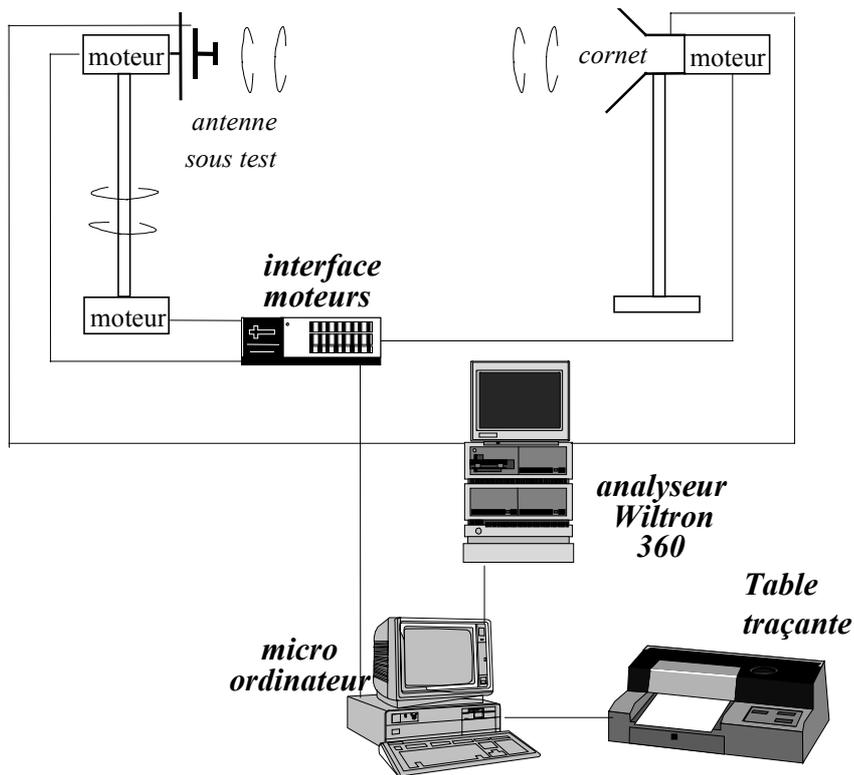
### **IV.1.3 Mesures en rayonnement**

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception.

La base de mesure d'antenne de l'IRCOM, dont le principe de fonctionnement est représenté (**Figure IV.8**), est pilotée par un ordinateur. Dans cette configuration, on utilise à la fois la source hyperfréquence du WILTRON 360, pour alimenter l'antenne d'émission, et l'analyseur lui-même pour déterminer le bilan de liaison.

Une antenne émettrice (cornet "ridgé" fonctionnant entre 1 et 12,4 GHz) à polarisation linéaire et pilotée par l'ordinateur, est placée sur un positionneur autorisant une rotation de 360°, autour de l'axe entre les antennes d'émission et de réception.

L'antenne sous test récupère l'énergie émise. De même, elle est positionnée sur un plateau mobile permettant une rotation de 180° ou 360°. La mesure évalue en transmission l'atténuation du signal reçu en fonction de l'angle de rotation de l'antenne sous test. La visualisation du diagramme dans l'espace est malaisée, aussi est-il souvent représenté dans les plans de coupe particuliers fournissant suffisamment d'informations.



**Figure IV. 8 : Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement**

Le gain de l'antenne est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation  $\alpha$  de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left( \frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho$$

D'où :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

- avec  $G_r$  : le gain réalisé de l'antenne sous test dans le direction du cornet,  
 $G_{rc}$  : le gain réalisé du cornet dans son axe,  
 $R$  : la distance entre l'antenne sous test et le cornet,  
 $\lambda$  : la longueur d'onde de fonctionnement dans l'air,  
 $\rho$  : le rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de  $\alpha$  fournit directement la valeur de  $G_r$ .

Tenant compte d'une éventuelle désadaptation, l'obtention du gain de l'antenne nécessite une évaluation de la réflexion à l'entrée de l'antenne :

$$G_a = \frac{G_R}{1 - |S_{11}|^2}$$

## **IV.2 Conception et réalisation d'une antenne élémentaire dans la bande GSM (Station de base)**

Les antennes à éléments imprimés ont les avantages des lignes Microruban : faible masse et encombrement, structure plane pouvant être conformée, coût réduit de fabrication par les techniques très précises des circuits imprimés. Les éléments imprimés se mettent facilement en réseaux de plusieurs dizaines ou centaines d'éléments. Cependant ces antennes présentent quelques désavantages : une faible bande passante (1 à 2%), un gain moyen (~ 6 dB) et une limitation des puissances transmises, à quelques dizaines de watts.

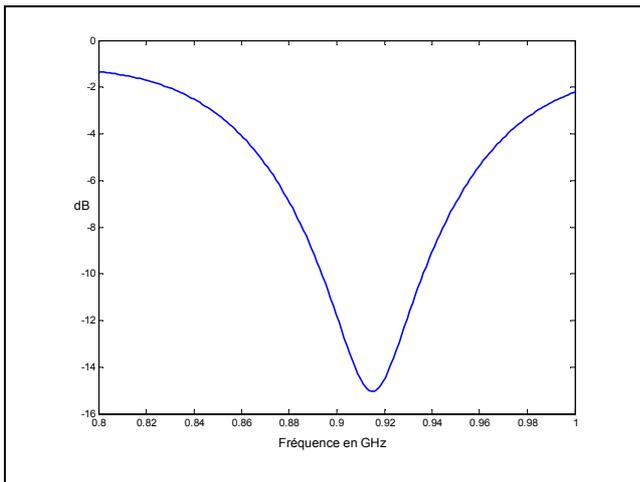
Donc, la première étape a consisté à trouver la forme d'élément rayonnant qui permette de couvrir la totalité de la bande GSM et qui présente une possibilité de réalisation relativement aisée. Notre choix s'est porté sur l'antenne plaque rectangulaire. La nature et l'épaisseur du substrat diélectrique utilisé joue un rôle important dans la conception et sur les performances (bande passante, efficacité de rayonnement, directivité) d'une antenne plaque. Aussi, pour obtenir une bonne concordance entre les valeurs calculées et celles mesurées, est-il essentiel de connaître avec précision les principales caractéristiques du substrat (permittivité diélectrique, épaisseur, pertes par hystérésis diélectrique) et de s'assurer leur stabilité thermique. Le métal utilisé pour l'élément rayonnant est en cuivre. L'excitation est effectuée à partir d'un connecteur SMA standard dont l'âme centrale est soudée au ruban d'alimentation et l'embase au plan de masse.

Le substrat retenu pour notre étude est un verre-plexy (plexy Glass) dont les caractéristiques sont les suivantes :

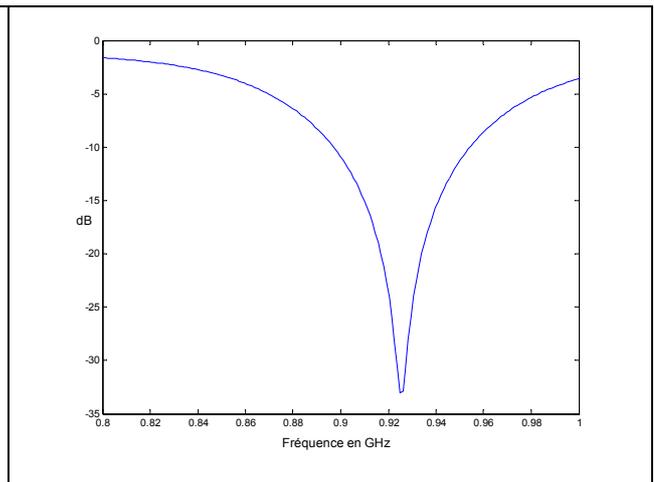
- $\epsilon_r = 2.5 \pm 0,02$
- $tg\delta = 2.10^{-2}$  à 1 GHz
- Epaisseur du diélectrique : h (à trouver selon la bande passante)
- Epaisseur de la métallisation en cuivre sur la face : 0.5 mm

Dans le but de couvrir la totalité de la bande GSM nous avons examiné l'influence des différents paramètres (dimensions, position de l'excitation, hauteur). On a procédé:

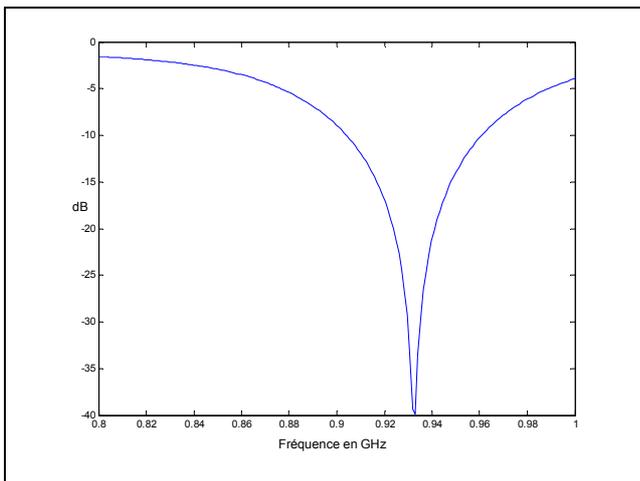
- 1- Avec un  $h=2$  cm et changement de point d'excitation de côté (5, 8, 10 et 15 mm) (*Figure IV.9.10.a,b,c et d*). Les simulations montrent qu'on était toujours loin de couvrir la totalité de bande (890-960 MHz).



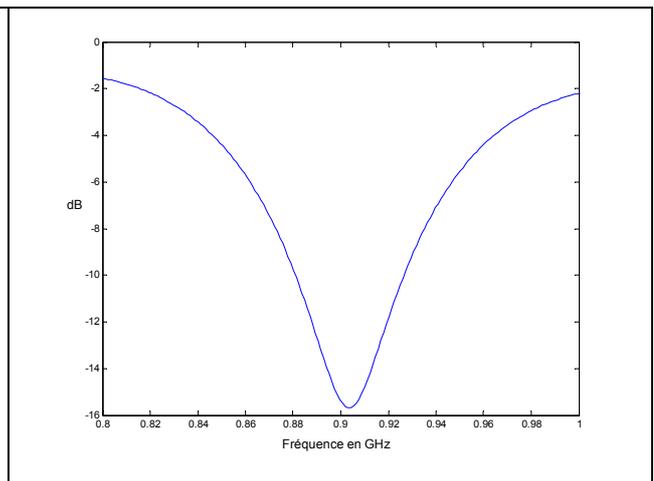
**Figure IV.9.a : Coefficient de réflexion S11-  
excitation à 5mm du bord**



**Figure IV.9.b: Coefficient de réflexion S11-  
excitation à 8mm du bord**



**Figure IV.9.c : Coefficient de réflexion S11-  
excitation à 8mm du bord**

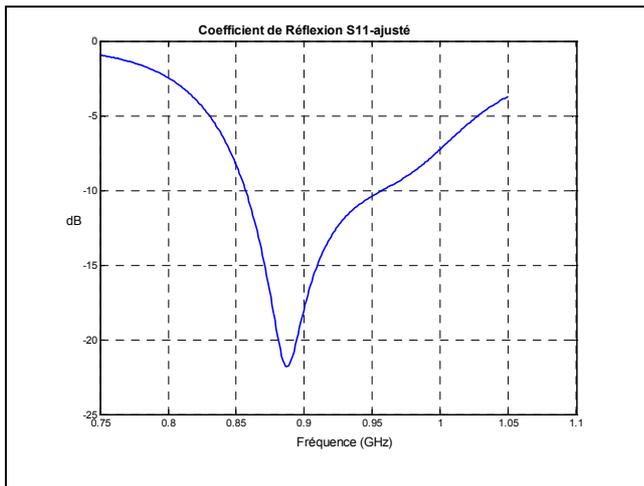


**Figure IV.9.d: Coefficient de réflexion S11-  
excitation à 8mm du bord**

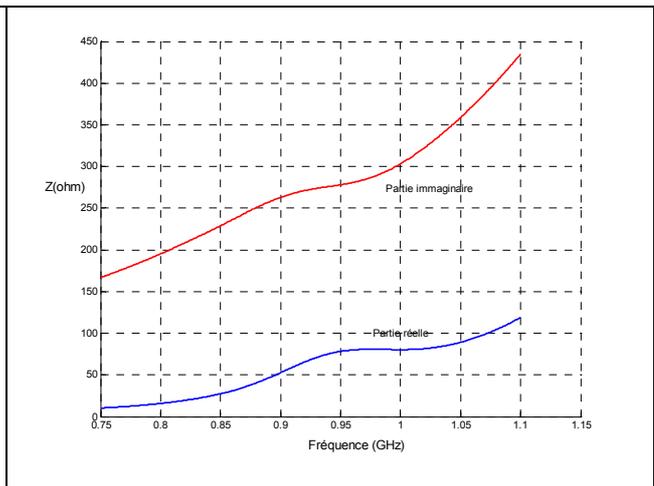
- 2- Avec  $h=3$ cm l'étude théorique de l'antenne patch montre la possibilité d'obtenir une bande passante large avec cette antenne (*Figure IV.10*), à condition d'ajuster la partie selfique due au fil d'excitation (*Figure IV.11*). Nous avons tenté de compenser cet effet par l'adjonction

**Chapitre IV : Conception, réalisation de l'élément rayonnement et étude de l'effet de couplage**

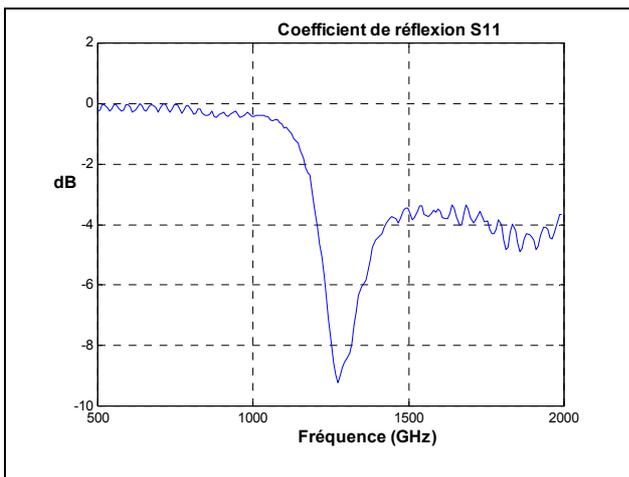
d'une capacité série de 0.7 pF (ce qui correspond a une impédance capacitive de 250 Ohms) avec le fil. La réalisation d'une tels structure est délicate du faite que la capacité SMD (surface mounted device) utilisé est trop fragile, les points de soudure avec la ligne présente un contact très faible les résultats de mesure obtenu ne sont pas satisfaisant (**Figure IV.12 et Figure IV.13**).



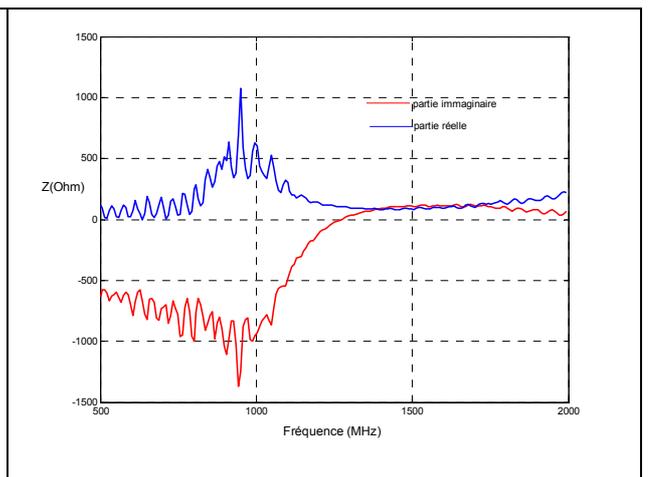
**Figure IV.10: Coefficient de Réflexion simulé (ajusté) de l'antenne à  $h=3cm$**



**Figure IV.11 : Impédance d'entrée simulé à  $h=3cm$**

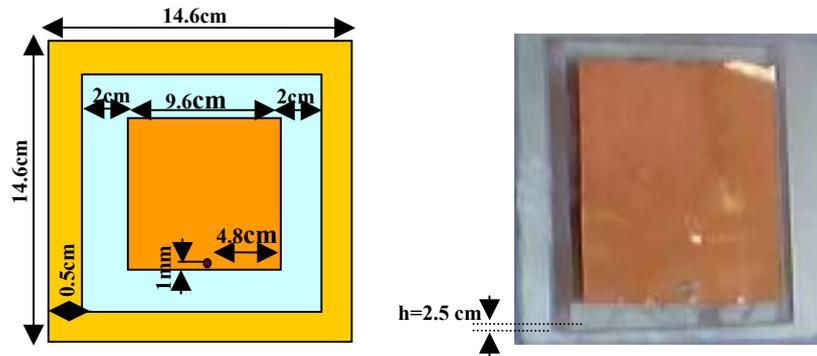


**Figure IV.12 : Coefficient de Réflexion mesuré (ajusté) de l'antenne à  $h=3cm$**



**Figure IV.13 : Impédance d'entrée mesuré (ajusté) à  $h=3cm$**

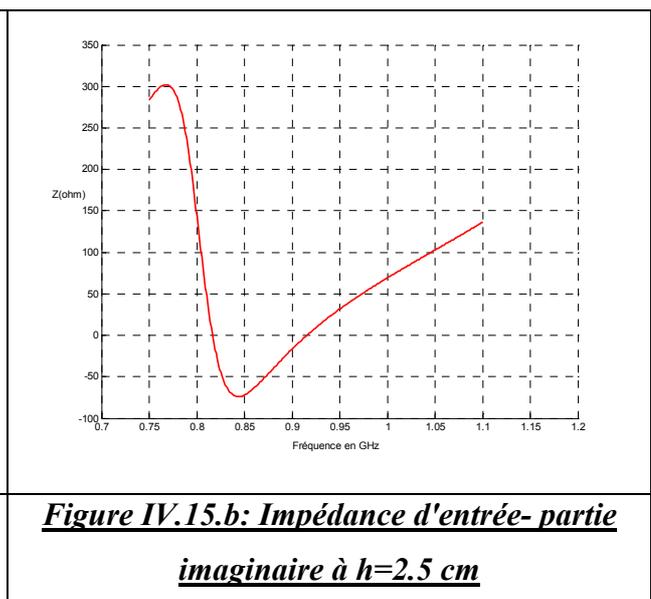
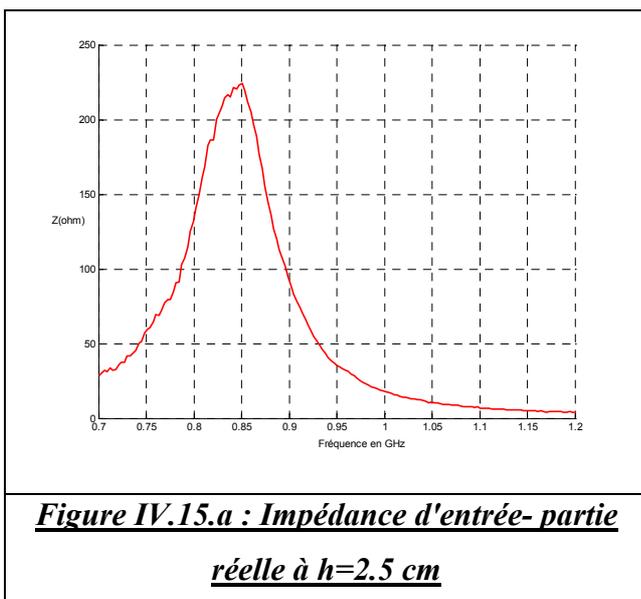
3- Avec  $h=2.5\text{cm}$  (excitation à 1mm de bord) (**Figure IV.14**). On constate (**Figure IV.15.a et .b**) que l'antenne excitée au bord présente une partie réelle de 50 Ohms à une fréquence supérieure à la résonance avec une partie imaginaire proche de 0. D'où l'idée de concevoir l'antenne qui doit résonner à une fréquence inférieure, l'adaptation a la bande GSM est dans une bande de fréquence supérieure à celle de la fondamentale.

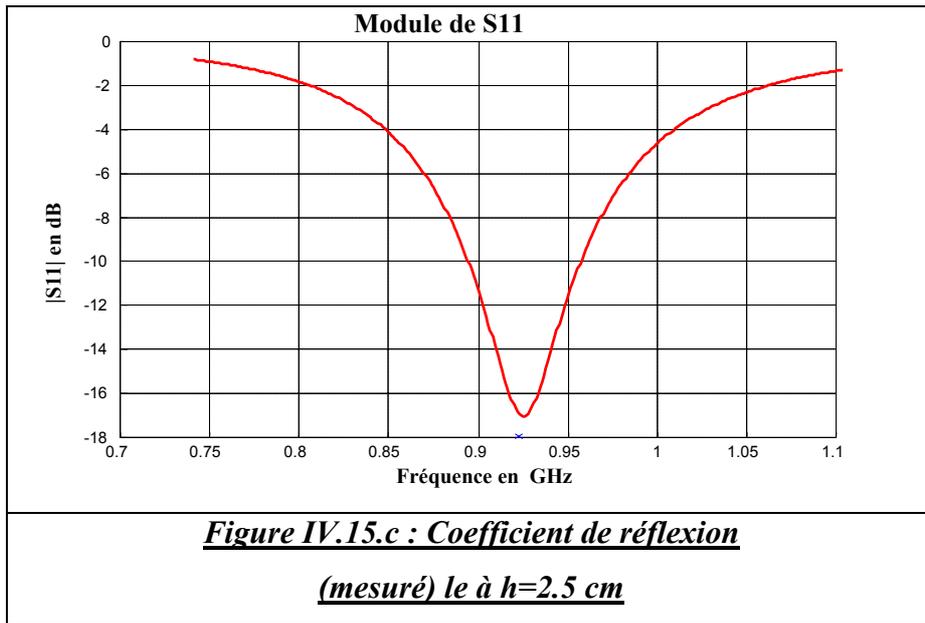


**Figure IV.14: Géométrie de l'antenne étudiée ( $f=925\text{ MHz}$ ) avec ( $h=2.5\text{ cm}$ ), excitation à 1mm de bord**

**IV.2.1 Impédance d'entrée et adaptation**

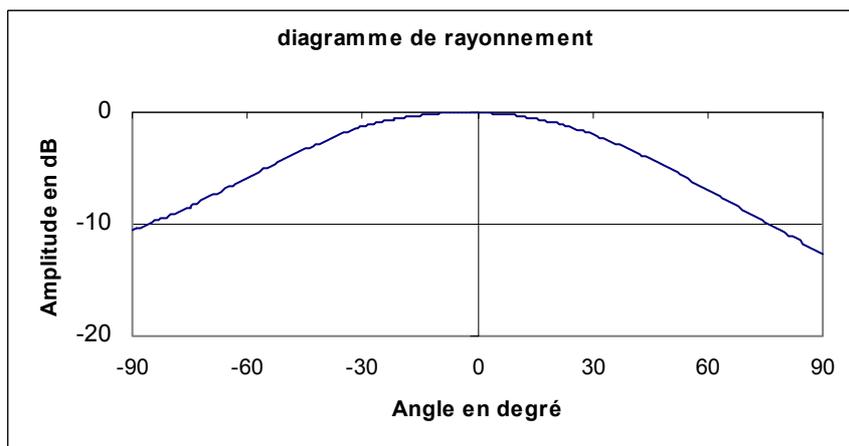
Une bonne adaptation d'une antenne se traduit par un coefficient de réflexion inférieure à  $-10\text{ dB}$ . Les résultats de mesure montrent une bonne adaptation dans la bande GSM [IV.8], (**Figure IV.15.c**).



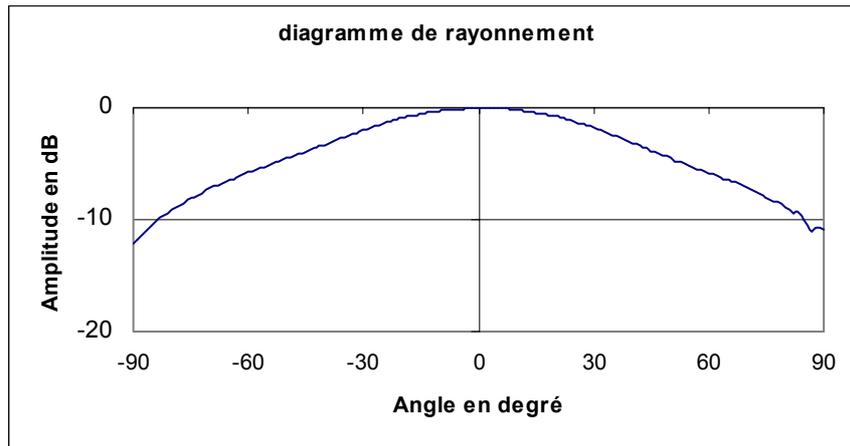


#### **IV.2.2 Diagramme de rayonnement**

Le gain réalisé pour la polarisation principale dans les deux plans de coupe prouve l'efficacité de rayonnement de l'antenne ( $G=6.5$  dB). Les diagrammes de rayonnement élémentaires mesurés dans les plans E et H ( $f=925$  MHz) sont respectivement représentés dans les (**Figures IV.17 et IV.18**).



**Figure IV.16 : Diagramme de rayonnement élémentaire – Plan E**



***Figure IV.17 : Diagramme de rayonnement élémentaire – Plan H***

## **V- Effet et prise en compte du couplage**

Le couplage mutuel entre éléments rayonnants est l'un des principaux problèmes qui peut altérer le diagramme de rayonnement, surtout lorsqu'il s'agit des réseaux à faisceaux dépointés [IV.9, IV.10]. Il est donc intéressant de caractériser ce couplage afin de montrer son effet sur le diagramme de rayonnement et de le corriger par le seul paramètre à notre disposition: les phases des excitations.

### **V.1 Caractérisation du couplage**

Le couplage peut avoir plusieurs origines, mais peut être vu, pour une source comme une modification de son comportement élémentaire en présence des autres sources ainsi qu'en présence du milieu sur lequel elle se trouve. Le couplage peut se regrouper en différentes catégories:

- *Couplage inter-éléments en fonction du pointage du rayonnement*: un élément émet une onde qui se réfléchit sur un autre créant ainsi un courant parasite, rayonnant en plus du courant imposé.
- *Couplage par diffraction*: un élément émet une onde qui diffracte le long d'une arête et parvient à un autre élément, créant ainsi un courant parasite.
- *Couplage dû au générateur*: l'énergie émise par un générateur ne va pas entièrement à sa source mais une petite partie est distribuée aux autres sources.

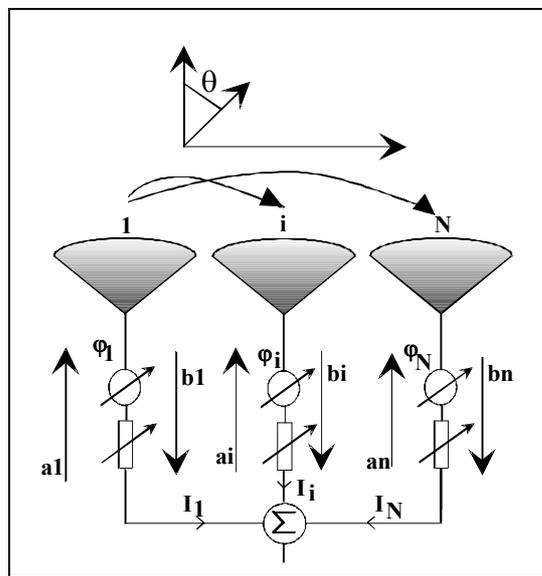
- *Couplage par les ondes rampantes ou ondes de surface*: l'onde émise par un élément rampe le long du support conducteur dans le diélectrique jusqu'à un autre élément.

Ces phénomènes créent un courant parasite qui, additionné au courant élémentaire de chaque source, modifie le diagramme de rayonnement total. Il faut donc connaître la déformation des caractéristiques de chaque source pour prévoir la déformation apportée à l'émission du champ total. Comme la géométrie du réseau n'est pas affectée par le couplage, seul le courant l'est, par conséquent l'étude consiste donc à corriger les excitations.

Soit un réseau de N éléments rayonnants séparés de  $0.45\lambda_0$  comme représenté sur la (**Figure IV.18**), le couplage est caractérisé en général par la matrice S reliant les ondes de puissance incidente et réfléchie [IV.11].

Notations:  $a_i$  représente l'onde de puissance incidente à l'accès i.  
 $b_i$  représente l'onde de puissance réfléchie à l'accès i.

$$b_i = \sum_{j=1}^N S_{ij} \cdot a_j \quad (IV.1)$$



**Figure IV.18: Représentation électrique du réseau**

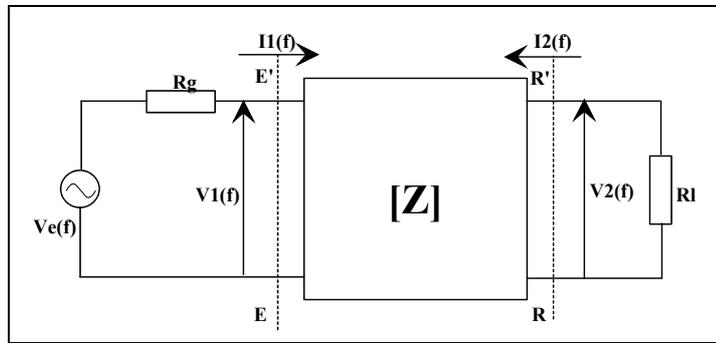
Le coefficient de réflexion à l'accès i peut s'écrire :

$$\Gamma_i = \frac{b_i}{a_i} \quad (IV.2)$$

Cette interaction modifie l'adaptation des sources du circuit de distribution. La matrice  $S_{ij}$  peut être soit mesurée, soit calculée.

**V.1.1 Calcul de la matrice  $S_{ij}$**

L'étude théorique du couplage entre deux antennes carrées identiques est effectuée par la méthode des différences finies. Une des antennes est excitée via une sonde coaxiale par un générateur de tension  $V_e(t)$ ; le second élément est fermé sur une charge résistive  $R_l$ , (**Figure IV.19**).



**Figure IV.19 : Schéma électrique équivalent**

La détermination des courants  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  calculés respectivement au niveau du générateur et de la charge permet de caractériser le couplage.

L'impédance mutuelle  $Z_{12}$  traduit alors le couplage entre les antennes.

$$Z_{12} = Z_{21} = -(R_l + Z_{11}) \cdot \frac{I_1}{I_2} \tag{IV.3}$$

Le couplage est caractérisé par les paramètres  $S_{12}$  de la matrice de répartition  $S$  :

$$S_{12} = \frac{2 \cdot R_0 \cdot Z_{12}}{(Z_{11} + R_0)^2 - Z_{12}^2} \tag{IV.4}$$

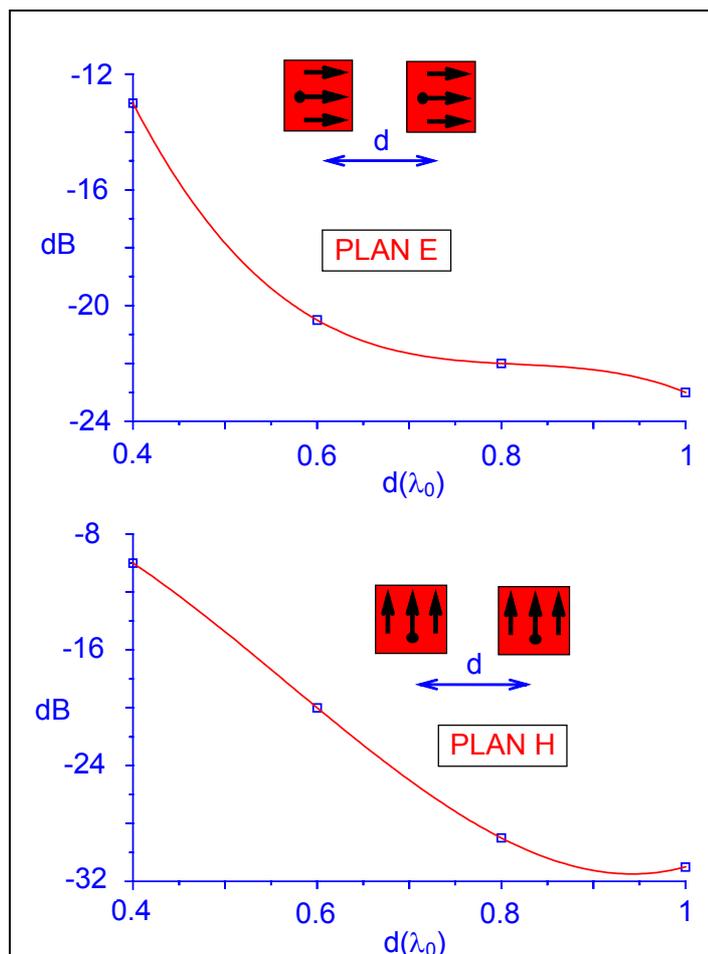
$Z_{11}$  et  $Z_{22}$  sont considérées égales à l'impédance d'entrée de l'antenne isolée ( $Z_e$ ), ceci n'est vrai que si les antennes sont suffisamment découplées.

**V.1.2 Caractérisation expérimentale de couplage entre deux éléments**

Afin de caractériser l'effet de couplage nous avons mesuré le couplage entre deux antennes patch (Bande GSM).

Le couplage entre les deux antennes est représenté en fonction de leur distance centre à centre sur la (**Figure IV.20**), dans le plan E et H.

L'intensité du couplage décroît quand la distance entre les sources augmente avec toutefois une décroissance dans le plan (E) moins rapide que dans le plan (H). Ce couplage inférieur à -20dB à partir d'une distance entre les sources de  $0.55 \lambda_0$  n'influe pratiquement pas sur les caractéristiques de rayonnement d'un réseau.



**Figure IV.20 : Couplage entre les antennes**

## VI- Etude et prise en compte de l'effet de couplage sur le rayonnement d'un réseau d'antennes

En introduisant les équations (IV.1) et (IV.2) dans la formulation du champ rayonné du réseau définie au chapitre I, nous en déduisons: (IV.5), (IV.6) et (IV.7)

$$E(\theta_k) = \sum_{i=1}^N E_0(\theta_k) \cdot (a_i - b_i) \cdot e^{jk_0 \cdot x_i \cdot \sin(\theta_j)} \quad (IV.5)$$

$$E(\theta_k) = \sum_{i=1}^N E_0(\theta_k) \cdot \left( a_i - \sum_{j=1}^N S_{ij} \cdot a_j \right) \cdot e^{jk_0 \cdot x_i \cdot \sin(\theta_j)} \quad (IV.6)$$

Où

$$E(\theta_k) = \sum_{i=1}^N E_0(\theta_k) \cdot a_i \cdot (1 - \Gamma_i) \cdot e^{j(k_0 \cdot x_i \cdot \sin(\theta_j))} \quad (IV.7)$$

Par conséquent en utilisant la formulation (IV.7) pour calculer le diagramme de rayonnement du réseau, on peut corriger les déformations en la réintroduisant dans l'outil de synthèse.

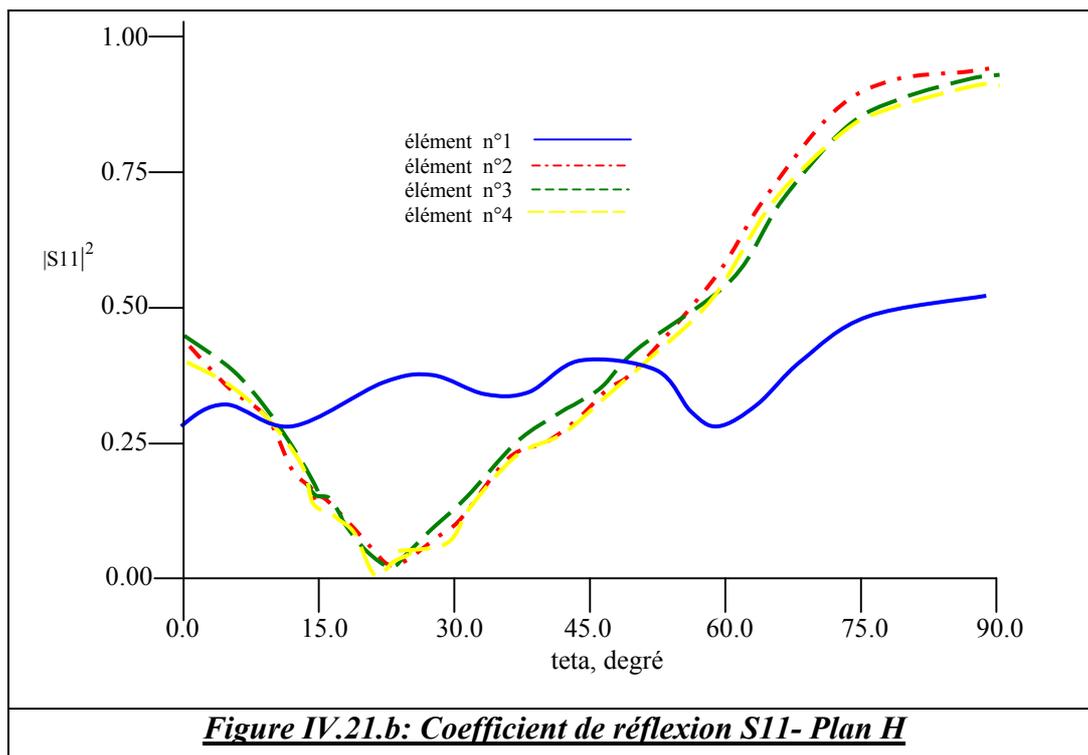
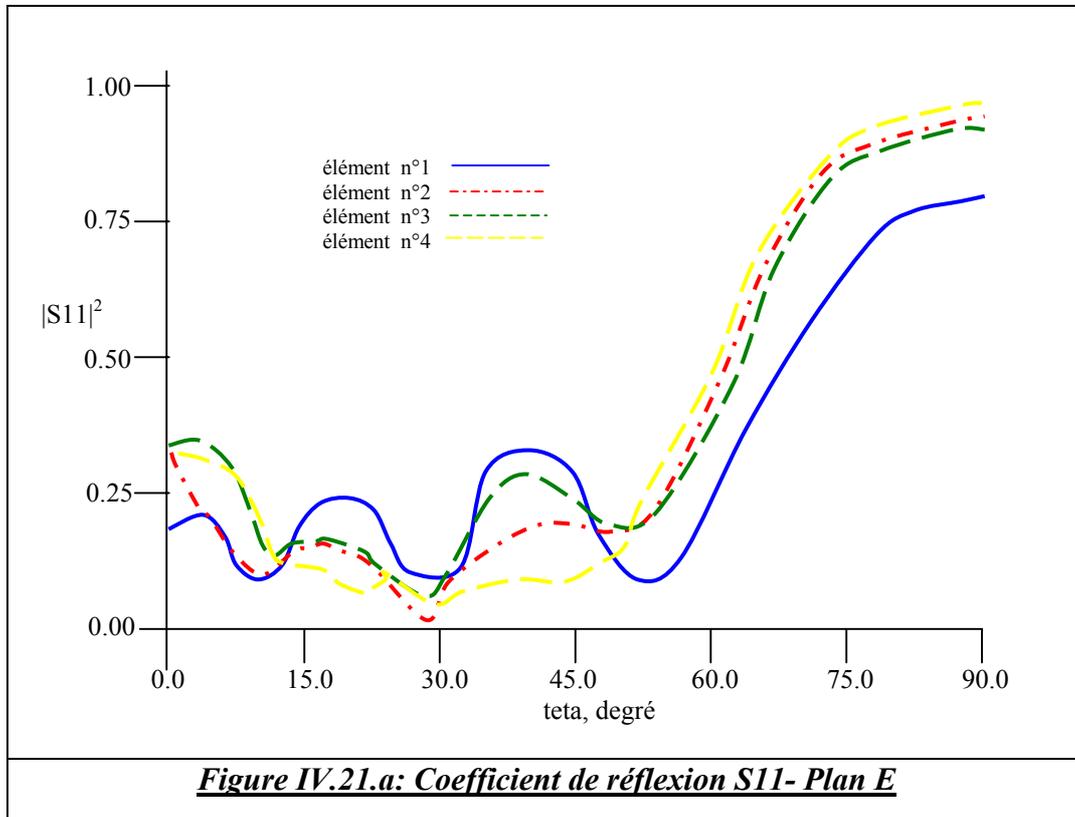
Pour mettre en évidence l'influence du couplage sur le rayonnement des réseaux, nous avons étudié l'exemple d'un réseau de 8 éléments, adaptés au départ ( $S_{11} = 0$ ), où on représente l'évolution du coefficient de réflexion à l'entrée de chaque source en fonction de direction de pointage du faisceau.

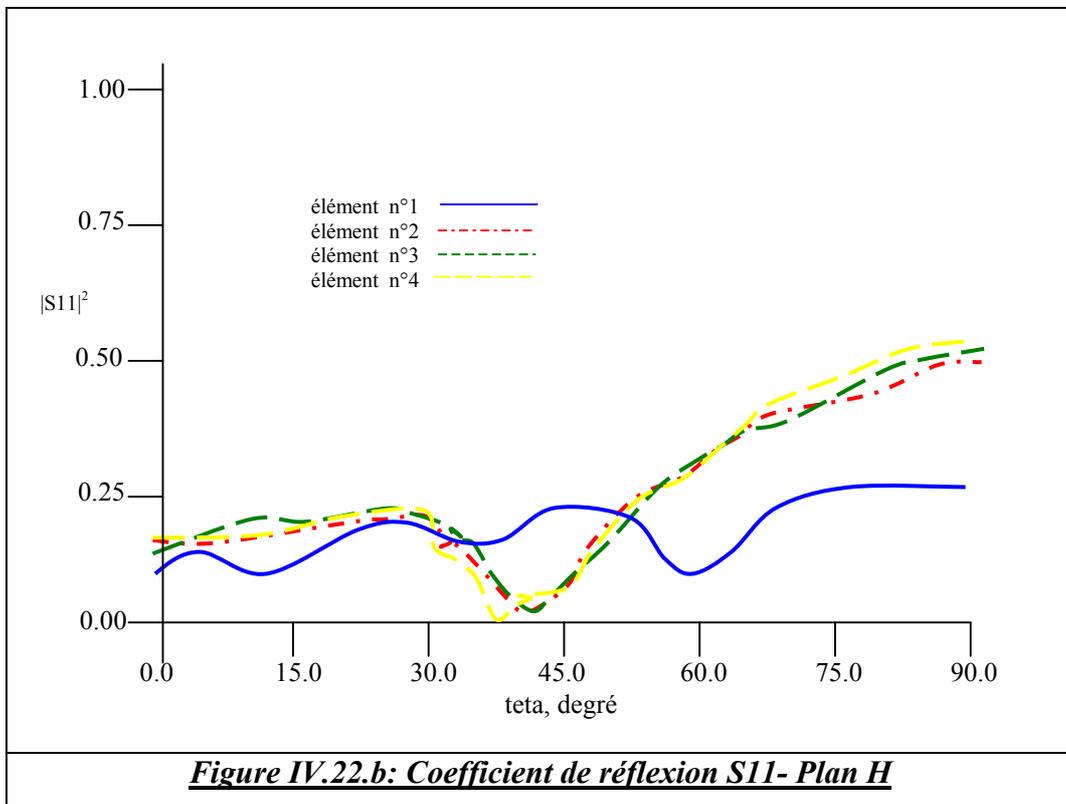
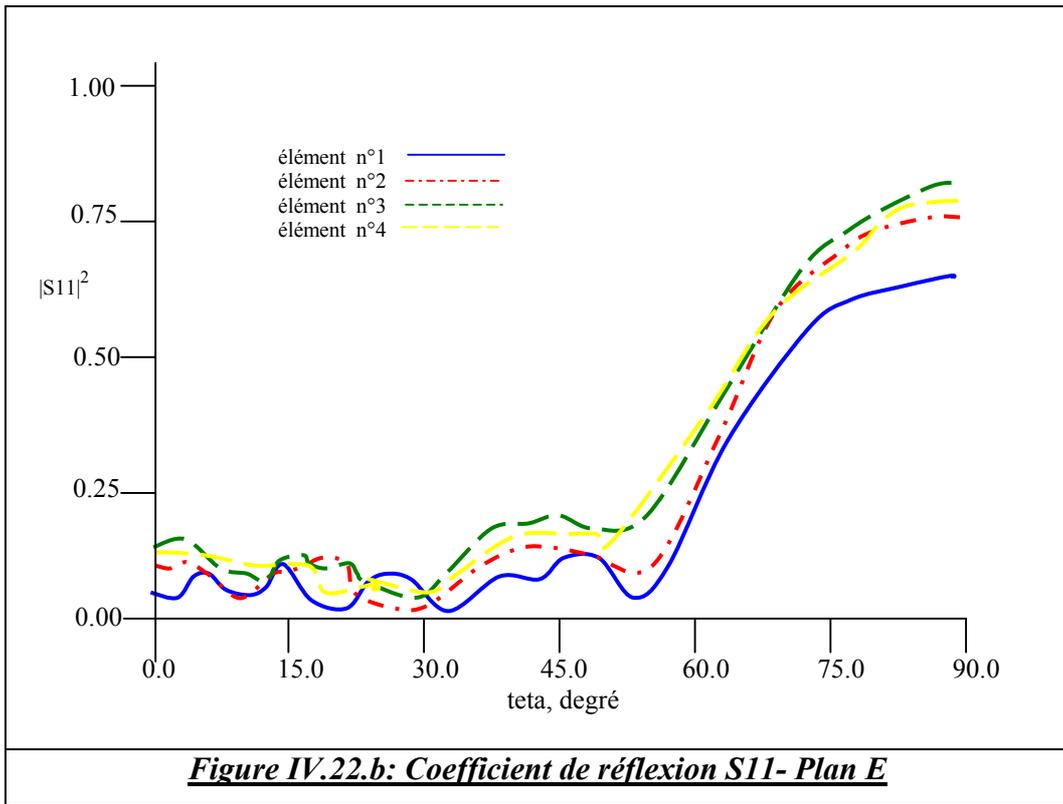
L'étude est effectuée sur des coefficients de couplage calculés avec la méthode des différences finies en fonction de la distance qui sépare les antennes.

L'étude porte sur l'évolution de:

- Coefficient de réflexion d'un réseau avec un pas de  $0.4 \lambda_0$ , pointage dans le plan (E) (**Figure IV.21.a**), et dans le plan (H) (**Figure IV.21.b**) le couplage entre deux éléments voisins est de -10 dB plan (H) et de -13 dB plan (E).

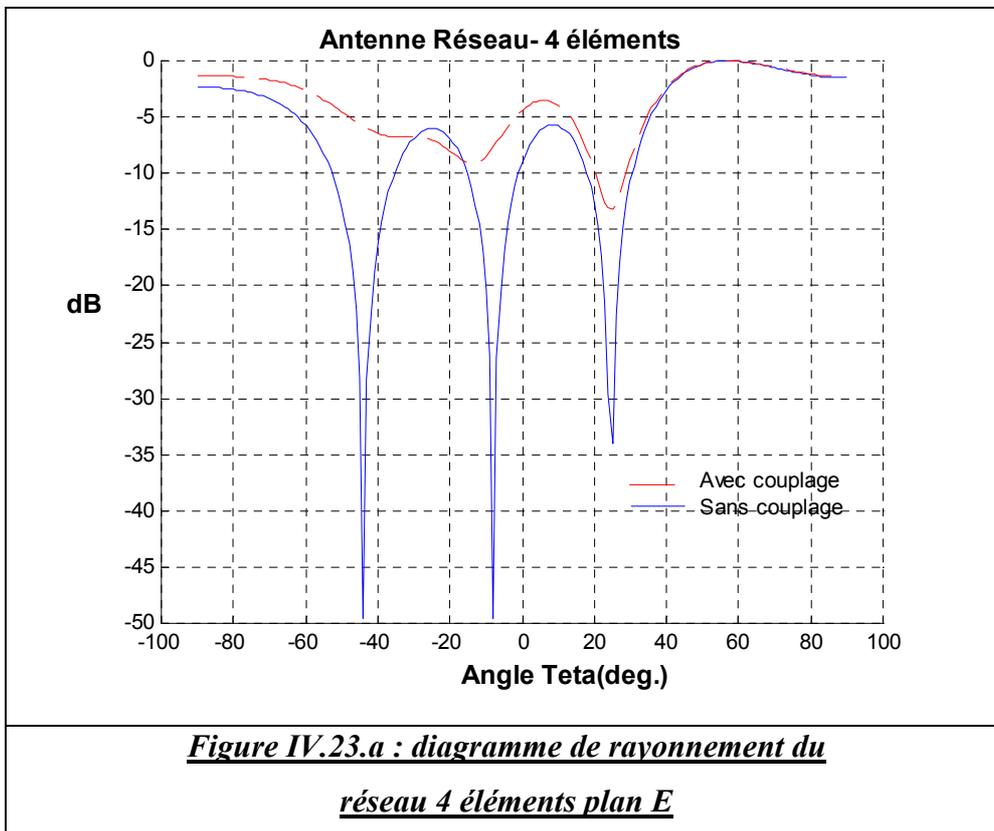
- Coefficient de réflexion d'un réseau avec un pas de  $0.6 \lambda_0$  dans le plan (E) (**Figure IV.22.a**), et dans le plan (H) (**Figure IV.22.b**) le couplage entre deux éléments voisins est de -20 dB plan (H) et de -19 dB plan (E).

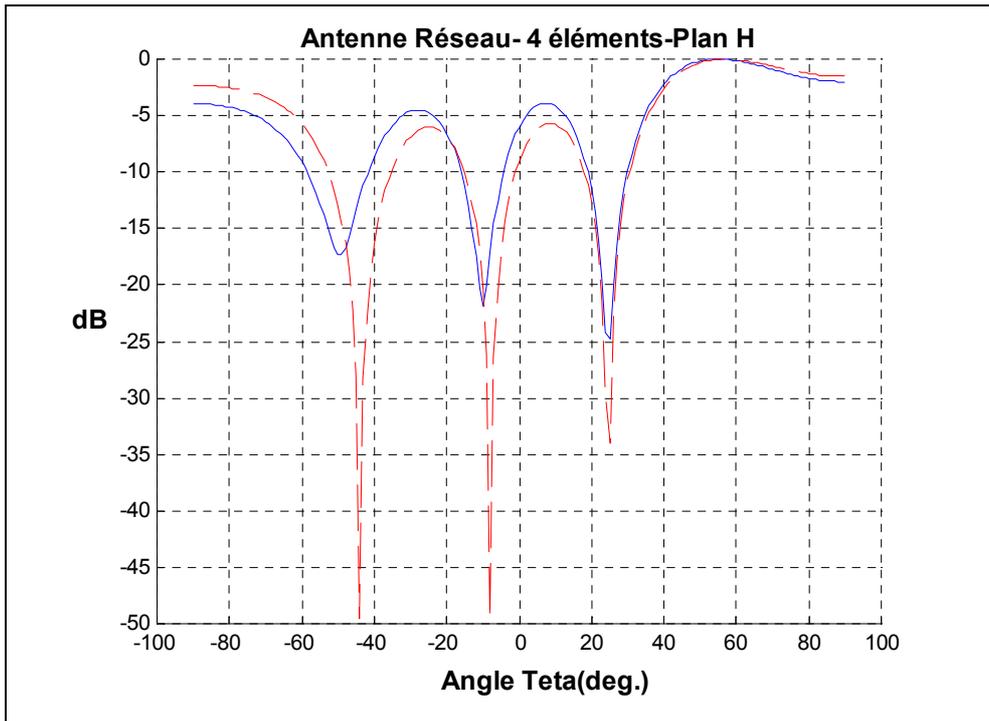




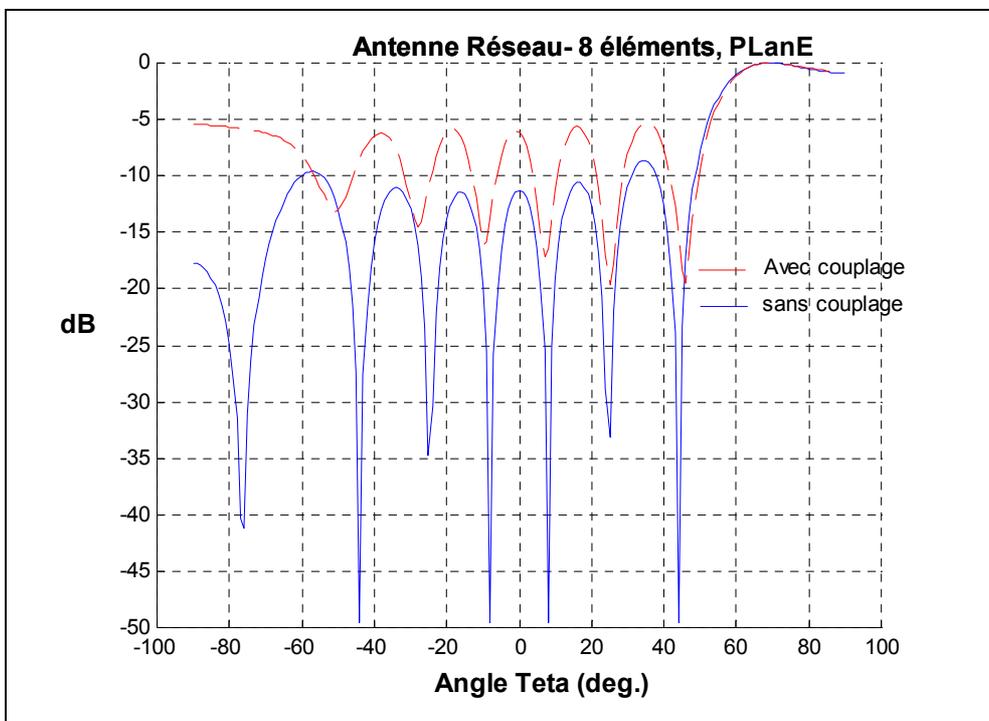
Dans les deux cas, on constate une variation du paramètre d'adaptation à l'entrée de chaque source. Dans le premier cas, où le couplage est assez fort, on remarque une forte désadaptation à partir du pointage de 60 °. Le coefficient de réflexion est supérieur à 0.5.

L'influence du couplage est constatée en introduisant la formulation pour calculer le diagramme de rayonnement du réseau (**Figure IV.23.a, .b, .c et .d**). On remarque une forte remontée des lobes secondaires, ce qui implique une remontée du niveau de champ dans une configuration où l'on souhaite créer un nul dans une direction perturbatrice. L'introduction de couplage dans la formulation théorique est primordiale lorsqu'on veut créer des lobes avec des zéros dans des directions privilégiés.

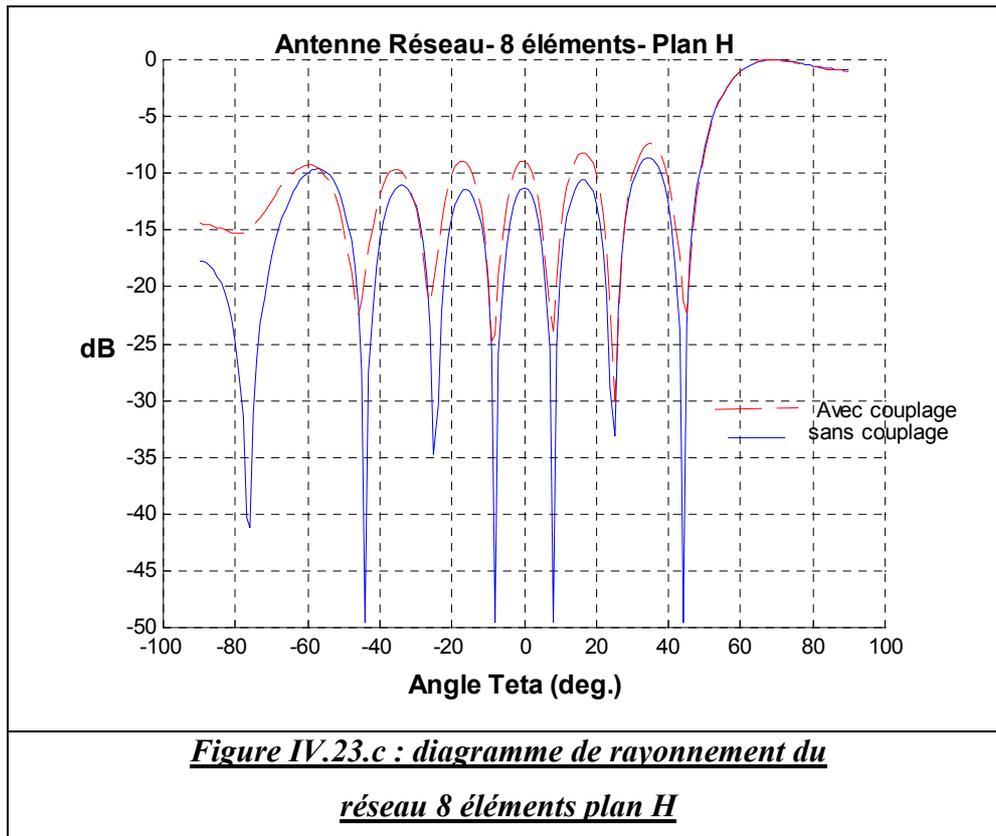




**Figure IV.23.b : diagramme de rayonnement du réseau 4 éléments plan H**



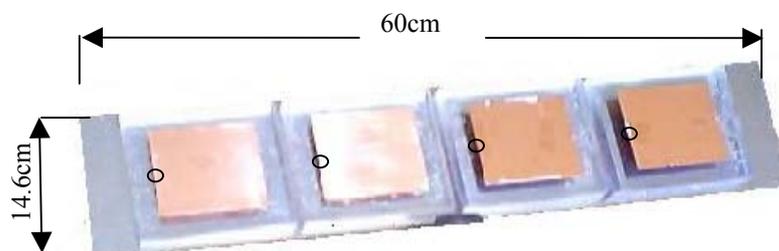
**Figure IV.23.d : diagramme de rayonnement du réseau 8 éléments plan E**



## **VII- Validation expérimentale de l'effet de couplage**

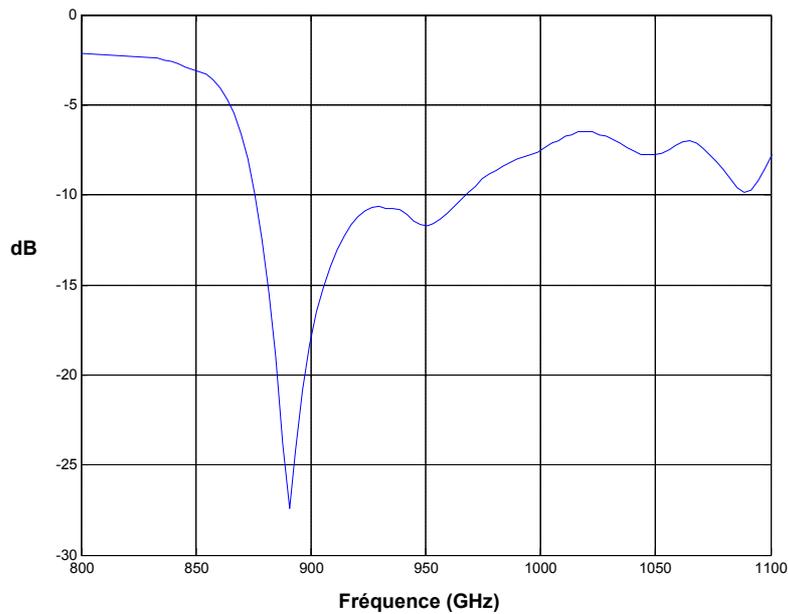
### **VII.1 Antenne Réseau**

Un prototype réseau a été réalisé [IV.12], pour l'étude de couplage en plan E, bande GSM (**Figure IV.24**). Chaque élément est connecté avec un connecteur de type SMA male.



**Figure IV.24: Réseau 4 éléments dans le plan E**

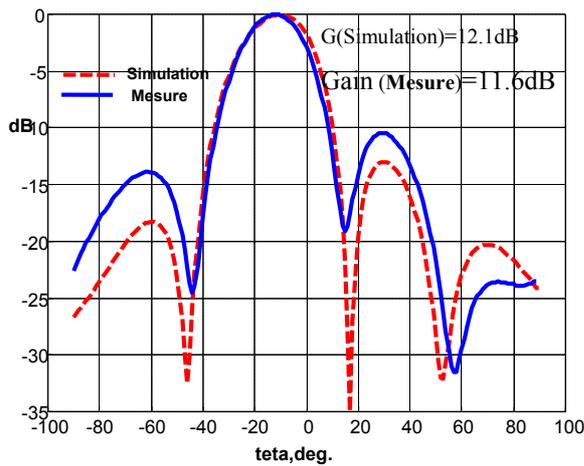
Le coefficient de réflexion déterminé expérimentalement à l'entrée de circuit de distribution est tracé en (**Figures IV.25**).



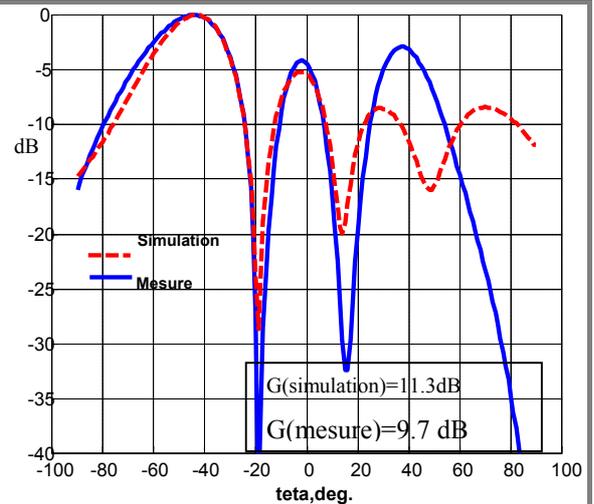
**Figure IV.25: Mesure S11 du réseau 4 éléments alimenté avec le circuit de distribution**

## VII.2 Etude expérimentale de l'effet de couplage sur le rayonnement

Nous avons mesuré l'effet de couplage pour l'antenne réseau linéaire 4 éléments (carrées) alimenté par une matrice de Butler standard [IV.13]. La fréquence de résonance est de 925 MHz. La distance inter- éléments est  $0.45 \lambda_0$  (**Figure IV.26. a et b**).



**Figure IV.26.a : Antenne réseau linéaire 4 éléments alimentée par une matrice de Butler avec un pointage à  $-15^\circ$**



**Figure IV.26.b : Antenne réseau linéaire 4 éléments alimentée par une matrice de Butler avec un pointage à  $-50^\circ$**

Le couplage a un effet presque négligeable pour un angle de pointage plus petit que  $50^\circ$  mais cet effet peut détériorer d'une façon remarquable le pointage pour d'un angle plus grand que  $50^\circ$ . Cet effet sera compensé en considérant les variations des excitations dues au couplage mutuel de la méthode de synthèse de lobe avec les spécifications désirées.

## **VIII- Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'outil numérique qui a permis la modélisation et l'analyse des antennes développées dans ce mémoire. La plupart des dispositifs étudiés ici sont modélisés grâce à un logiciel développé dans l'équipe électromagnétisme de l'IRCOM : THESADE (Time-Harmonic Electromagnetic Software for Antennas Design). Un ajustement simultané de la hauteur du substrat et de la position de l'excitation a permis l'obtention d'une antenne patch fonctionnant dans la bande GSM (890-960 MHz).

Une étude de couplage est présentée dans le but de tenir compte et de corriger ce phénomène dans la synthèse des antennes. Un prototype d'antennes réseau dans la bande GSM a été réalisé, et a permis, d'étudier expérimentalement l'effet et l'influence du couplage sur le rayonnement de l'antenne réseau. Le couplage n'a pas d'effet pour un angle de pointage inférieur à  $50^\circ$  mais cet effet peut détériorer d'une façon remarquable le pointage pour d'un angle plus grand que  $50^\circ$ .

---

## **Bibliographie**

---

[IV.1] : H. Tate, S. Takaba, S.Suzuki, R. Komagine, M. Ikegaya, T. Sugiyama, "New method for designing internal antennas of mobile phones", Hitachi Cable Review, n° 20, August 2001.

[IV.2] : B. Davidson, S. Cashmore, T.Ichige, "MID wide band Helix antenna for PDC diversity" MID'98 (Internatinal congress on Molded Interconnect Devices), 23-24 September 1998, Herlangen, Germany.

[IV.3]: [http://w4.siemens.de/FuI/en/archiv/zeitschrift/heft1\\_97/artikel10/](http://w4.siemens.de/FuI/en/archiv/zeitschrift/heft1_97/artikel10/)

[V.4]: <http://www.faps.uni-erlangen.de/frame/home.html>

[IV.5]: D. Manteuffel, A. Bahr, I. Wolf, " Investigation on integrated antennas for GSM mobile phones", AP2000 Millenium conference on antenna and propagation. Vol. 1, April 2000, pp 304.

[IV.6] : M. Martinez- Vazquez, M. Geissler, D. Heberling, " Volume considerations in the design of dual-band handset antennas", I.E.E.E. Antennas and Propagation Society Internatinal Symposium. July 2001.

[IV.7]: M. Martinez- Vazquez, O. Litscke, M. Geissler, D. Heberling,, " Novel triple band antennasfor personalcommunications handset", I.E.E.E. Antennas and Propagation Society Internatinal Symposium. Vol. 3, June 2002, pp 10-13.

[IV.8]: M. Rammal, S. Abou Chahine, N. Fadlallah, "**An improved FDTD Design of a wideband GSM patch antenna**", Mars 2002, URSI (Egypt).

[IV.9]: Drabowitch S. Et Ancona C., "Antennes", tome 2: Applications, Masson.

[IV.10]: Elliot R.S et Stern J. (1981), "The design of microstrip dipole arrays including mutual coupling. Part I: Theory", IEEE Trans. Ap, vol Ap-29, n°5, Sept 1981, pp.757-760.

[IV.11] M. Rammal, "*Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées, Application à la conception de réseaux à lobes formés*".Thèse de Doctorat n°3-93, UER des sciences, Université de Limoges, Janvier 1993.

[IV.12]: Fadlallah Najib, Rammal Mohamad, Abouchahine Soubhi, Vaudon Patrick "*An improved Design of a printed antenna array for GSM applications*", WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS' , Issue 6, Volume 3, August 2004, page (1525-1528).

[IV.13]: FADLALLAH Najib, RAMMAL Mohamad, VAUDON Patrick, "***Effects Of Mutual Coupling In Phased Arrays With Butler Network Feed***", ICECOM, 17<sup>th</sup> International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 1– 3 October 2003, Dubrovnik, Croatia.

---

---

## **CHAPITRE V**

# **REALISATION ET MESURE D'UNE ANTENNE RESEAU A POINTAGE**

---

---

- INTRODUCTION**
- REALISATION D'UNE ANTENNE A POINTAGE**
- RESULTATS DE MESURES**
- CONCLUSION**



## **I– Introduction**

Comme cité au début de ce rapport, le concept d'antenne intelligente nécessite d'avoir un réseau qui configure son rayonnement afin de réaliser un maximum dans les directions des sources utiles et un minimum dans les directions des brouilleurs. Pour valider ce concept, il est nécessaire d'élaborer un dispositif de test pour le balayage du lobe, ce dispositif doit permettre de valider les lobes synthétisés dans des configurations de test prédéfinies:

- diagrammes de rayonnement avec un seul lobe et un zéro
- diagrammes multi lobes : deux ou trois lobes.

L'effet de couplage a été pris en considération pour ne pas altérer le lobe rayonné surtout pour les pointages loin de l'axe de l'antenne (endfire). Les simulations et les mesures de plusieurs cas typiques des valeurs synthétisés par les deux méthodes utilisées (SMAART et Neurone) doivent permettre de prouver la capacité de notre méthode, dans la perspective d'installer un déphaseur commandé par nos coefficients de synthèse derrière chaque antenne.

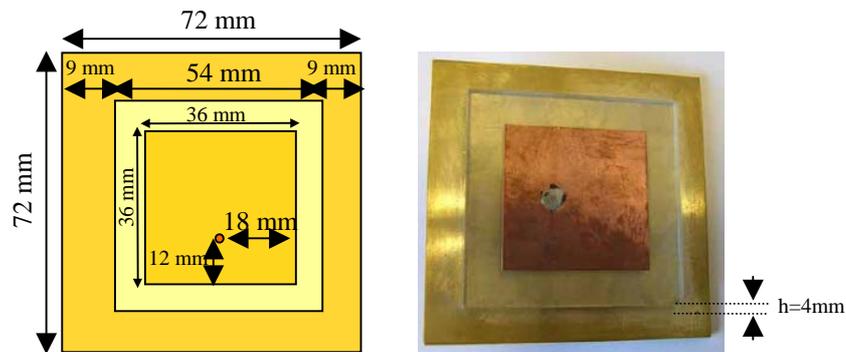
## **II– Réalisation d'une antenne réseau à pointage**

Le dispositif sera constitué par un réseau linéaire à déphasage de 8 éléments, les phases d'excitations seront constituées avec des morceaux de lignes coaxiales fabriquées dans cet objectif. Pour une raison d'encombrement nous avons choisi de faire notre réalisation de test dans la bande autour 2.45 GHz, en effet les dimensions réduites des antennes et des circuits de déphasage permet une réalisation plus aisée du dispositif et ceci sans corrélation avec notre objectif de valider nos méthodes de synthèse.

### **II.1 Antenne élémentaire**

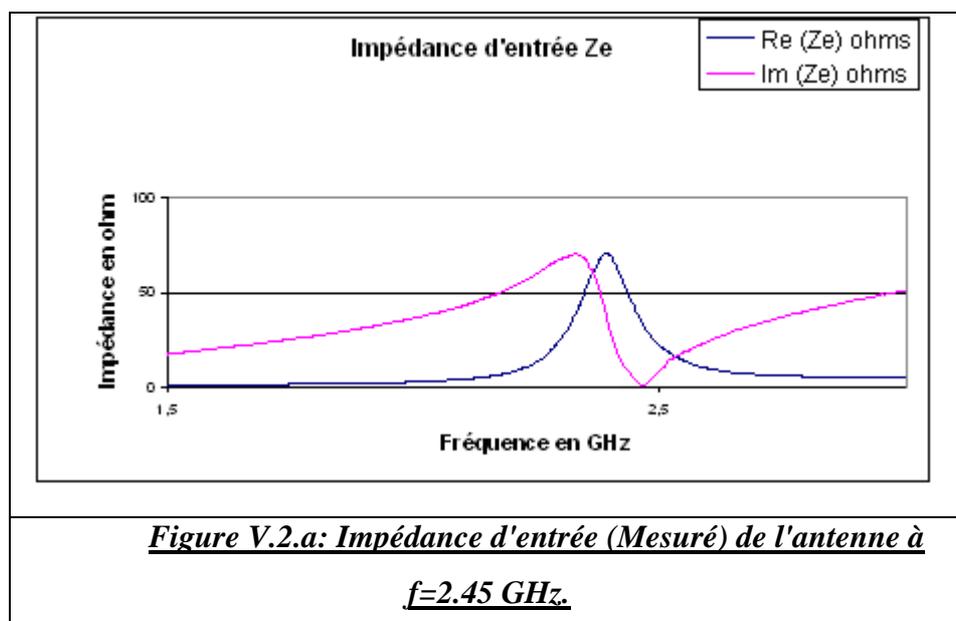
L'antenne élémentaire réalisée est rectangulaire (*Figure V.1*) et fonctionne dans la bande ( $f=2.45\text{ GHz}$ ). L'excitation est effectuée à partir d'un connecteur SMA standard dont l'âme centrale est soudée au ruban d'alimentation et l'embase au plan de masse. Le substrat retenu pour notre étude est un verre-plexy (plexy Glass) dont les caractéristiques sont les suivantes :

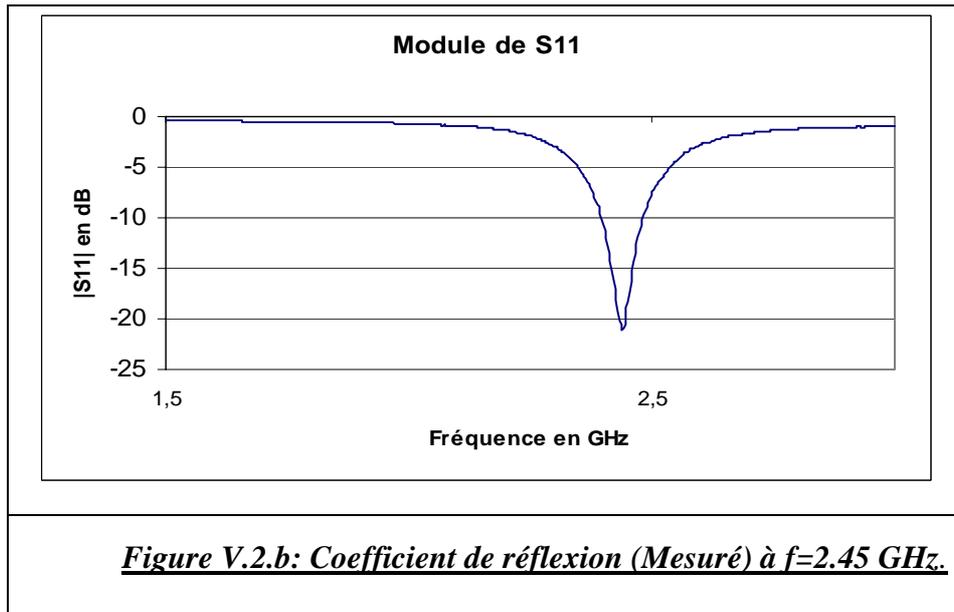
- $\epsilon_r = 2.5 \pm 0,02$
- $tg\delta = 2.10^{-2}$
- Epaisseur du diélectrique :  $h = 4 \text{ mm}$
- Epaisseur de la métallisation en cuivre sur la face :  $0.5 \text{ mm}$



**Figure V.1 : Géométrie de l'antenne étudiée ( $f=2.45 \text{ GHz}$ ) avec ( $h=4\text{mm}$ )**

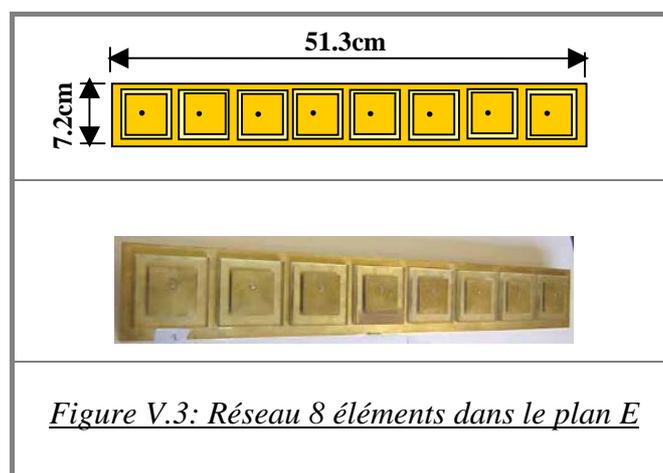
Les mesures de l'impédance d'entrée et de coefficient de réflexion montrent une bonne adaptation à la fréquence 2.45 GHz (**Figure V.2.a, .b**).



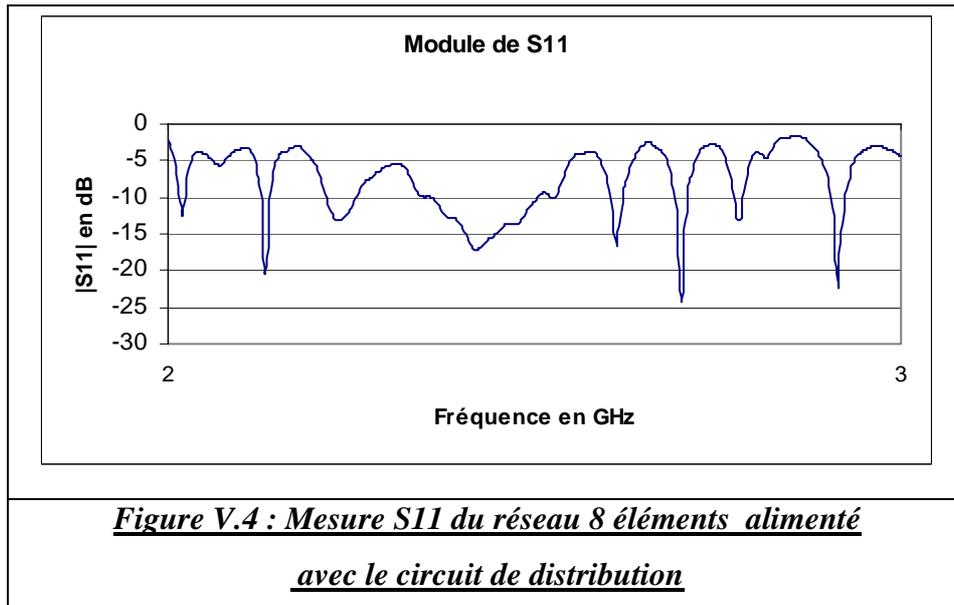


## II.2 Antenne Réseau

Le prototype réalisé est formé d'un réseau linéaire de 8 éléments dans le plan E, bande 2.45 GHz (*Figure V.3*) sur un substrat plexyGlass d'épaisseurs 4 mm. Chaque élément est connecté avec un connecteur de type SMA male.



Le coefficient de réflexion déterminée expérimentalement à l'entrée des circuits de distribution est tracé en (*Figure V.4*).



### III- Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement d'un lobe et d'un zéro

Le plan de mesure est divisé en deux zones, de chaque côté de l'antenne: une zone de "zéro à -90°" et une zone de "zéro à 90°".

#### III.1 Lobe et Zéro "dans des zones différentes"

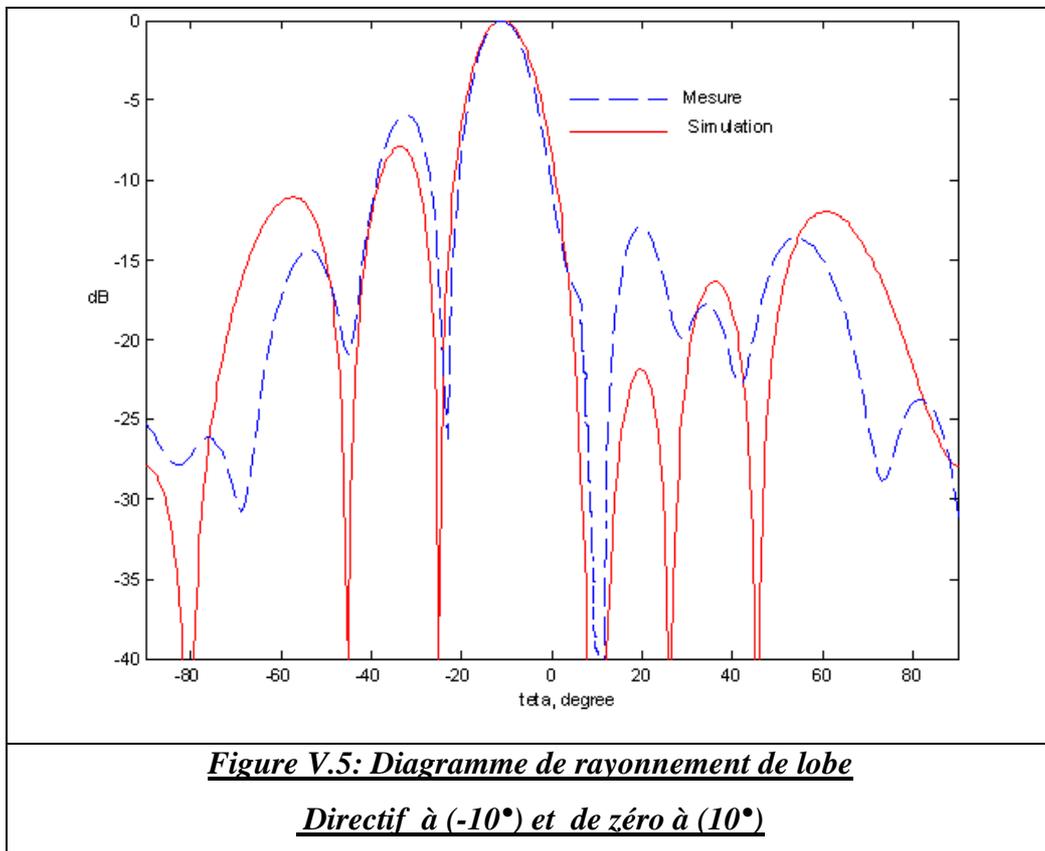
Les différentes mesures de dépointages se font dans le plan E et sont comparés avec la simulation (Tableau V.1).

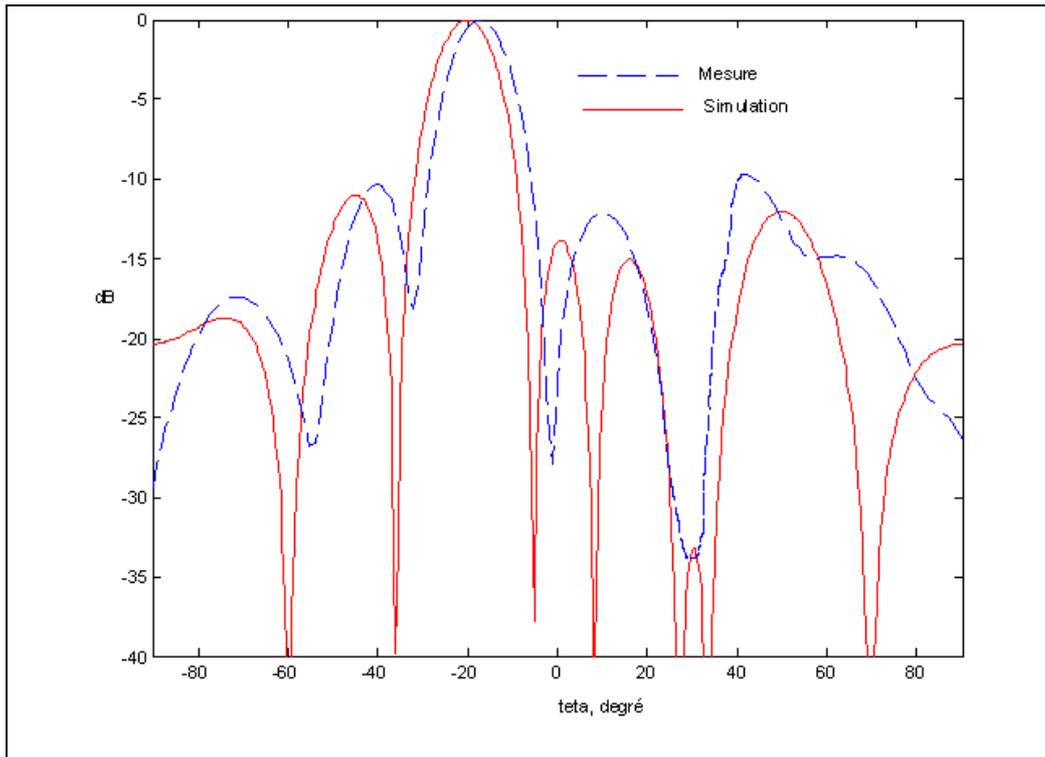
Simulations		Mesures	
Pointage et interférence	Directivité (dB)	Pointage et interférence	Directivité (dB)
[-10 ;10]	15.18	[-10 ;10]	12.75
[-20 ;30]	15.3	[-18 ;30]	12.7
[-40 ;50]	14.56	[-40 ;50]	12.49

**Tableau V.1 : Tableau représentatif des valeurs simulées et mesurées des diagrammes de rayonnement (lobe et zéro- même zone)**

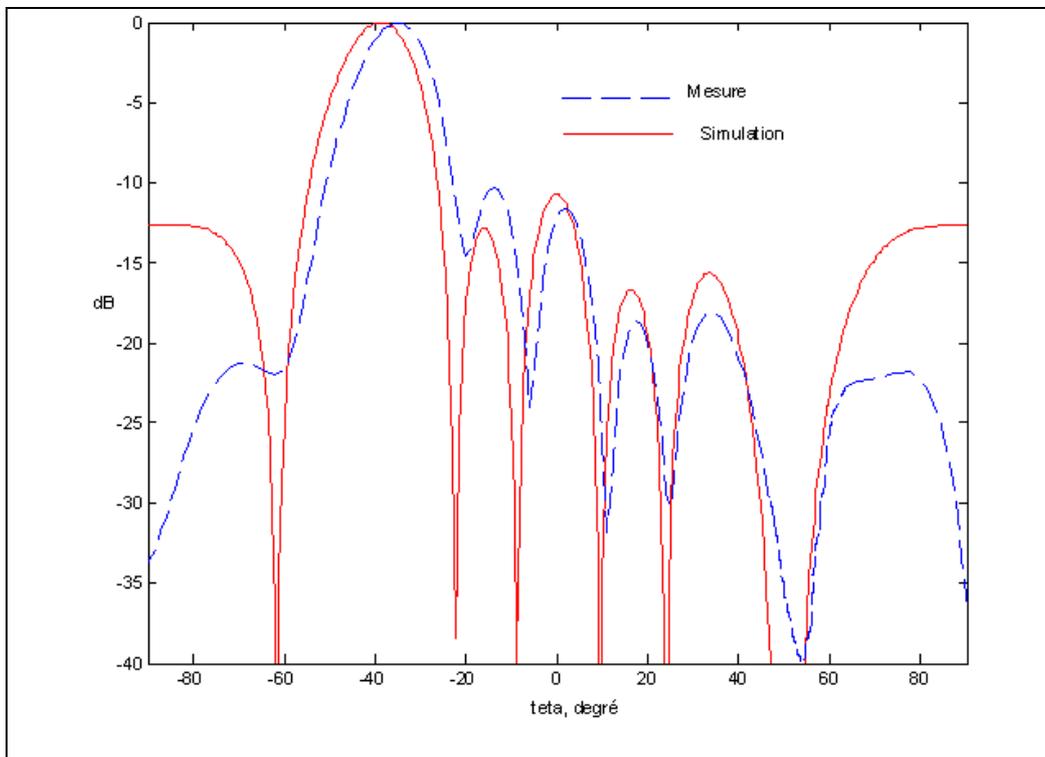
Les résultats de mesures des digrammes de rayonnement (*Figures V.5, V.6 et IV.7*), montrent une très bonne concordance avec la simulation théorique. Les positions du lobe pointé et du zéro correspondent parfaitement bien à ceux prévus par la synthèse. Une remonté des lobes secondaires et des valeurs des zéros pourrait être justifié par l'imprécision dans la réalisation des différentes valeurs des phases.

La différence entre les valeurs théoriques et pratiques du gain est due à la perte d'insertion du circuit d'alimentation et qui est constitué avec un diviseur 1/8 connecté aux antennes par 8 morceaux de câbles a longueurs variables. La mesure de cette perte d'insertion est autours de 2 dB. Les valeurs de gain corrigé obtenu par les mesures sont très proches de celles estimées par la théorie.





***Figure V.6 : Diagramme de rayonnement de lobe  
directif à (-20°) et de zéro à (30°)***



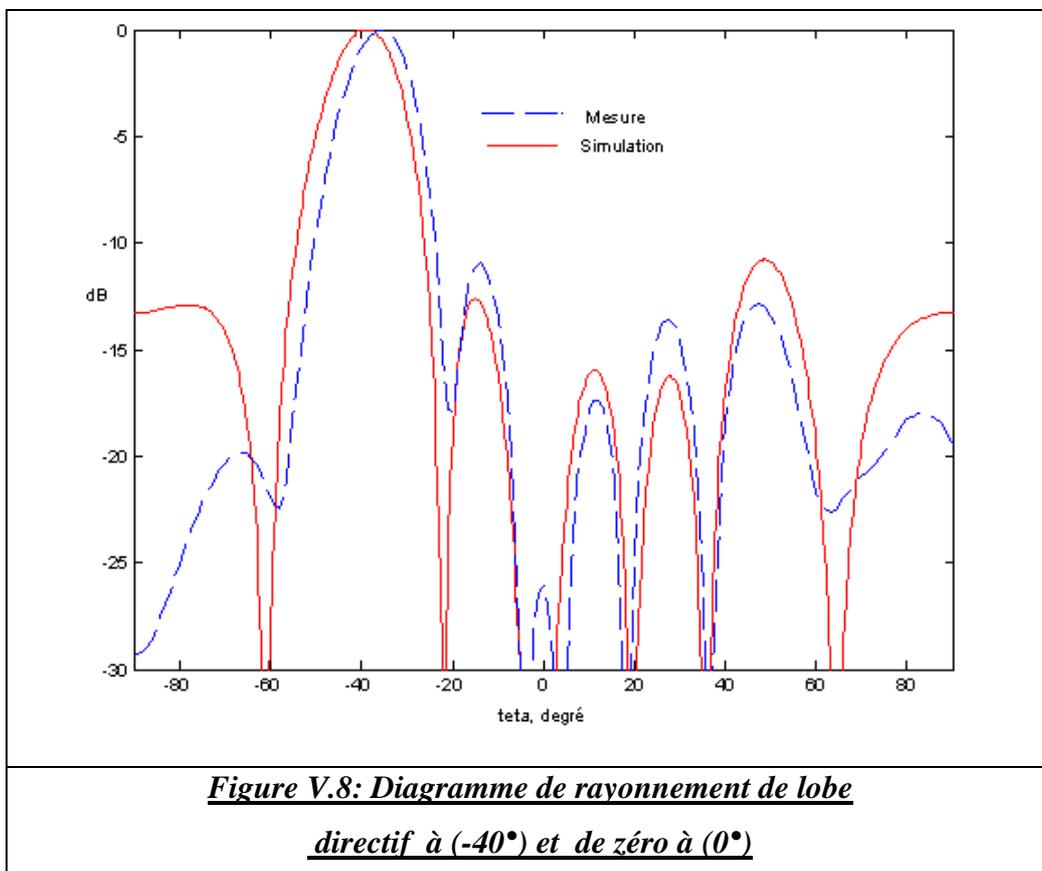
***Figure V.7 : Diagramme de rayonnement de lobe  
directif à (-40°) et de zéro à (50°)***

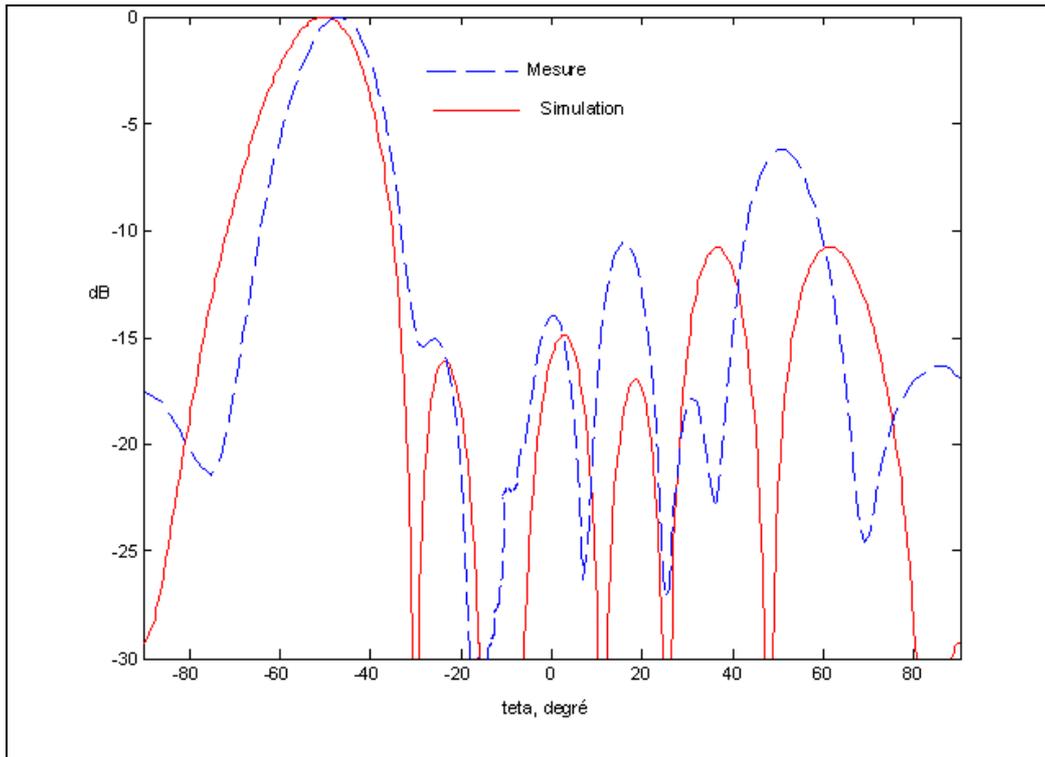
### III.2 Lobe et Zéro "dans la même zone "

Dans ce cas le lobe principal et le zéro se trouvent dans la même demi plan de mesure (*Figures V.8, V.9 et V.10*). Les valeurs mesurées sont bien en concordances avec les estimations théoriques (*Tableau V.2*).

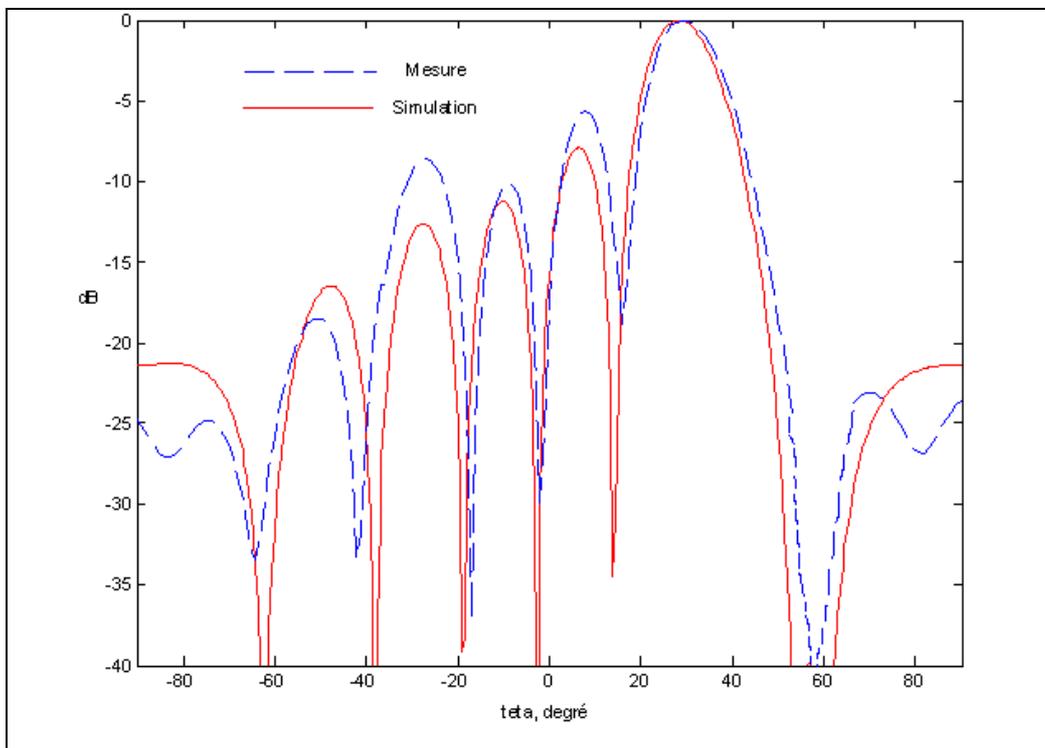
Simulations		Mesures	
Pointage et interférence	Directivité (dB)	Pointage et interférence	Directivité (dB)
[-40 ;0]	14.5	[-38 ;0]	12.33
[-50 ; -10]	14.11	[-48 ; -14]	12.1
[30 ; 60]	14.7	[30 ; 60]	12.2

**Tableau V.2 : Tableau représentatif des valeurs simulées et mesurées des diagrammes de rayonnement (lobe et zéro)**





**Figure V.9 : Diagramme de rayonnement de lobe  
directif à (-50°) et de zéro à (-10°)**



**Figure V.10: Diagramme de rayonnement de lobe  
directif à (30°) et de zéro à (60°)**

## IV- Résultats de mesures des diagrammes de rayonnement de Multi- lobes

Dans ce cas on s'intéresse, à la réalisation:

- de deux lobes principaux qui pointent deux directions proches dans la même zone (*Tableau V.3*), ou dans des zones différentes (*Tableau V.4*).
- de trois lobes principaux qui pointent dans trois directions (*Tableau V.5*).

Les résultats obtenus montrent une parfaite concordance avec les estimations théoriques (*Figures V.11...V.18*).

Simulations		Mesures	
Angles de Pointage désirés	Directivité (dB)	Angles de Pointages obtenus	Directivité (dB)
[-20 ; 0]	12.86	[-18 ; 4]	10.05
[-50 ; -20]	12.09	[-49 ; -19]	10.15

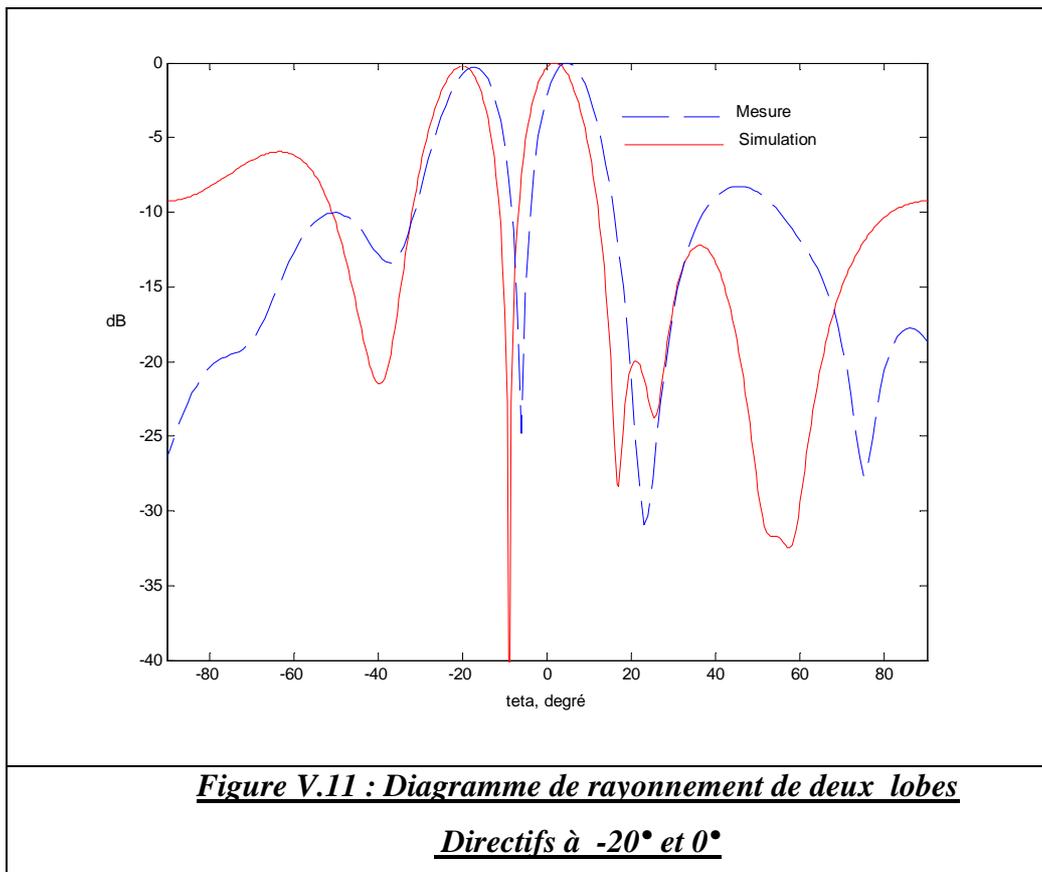
**Tableau V.3 : Tableau représentatif des valeurs simulées et mesurées des diagrammes de rayonnement (Deux lobes- même zone)**

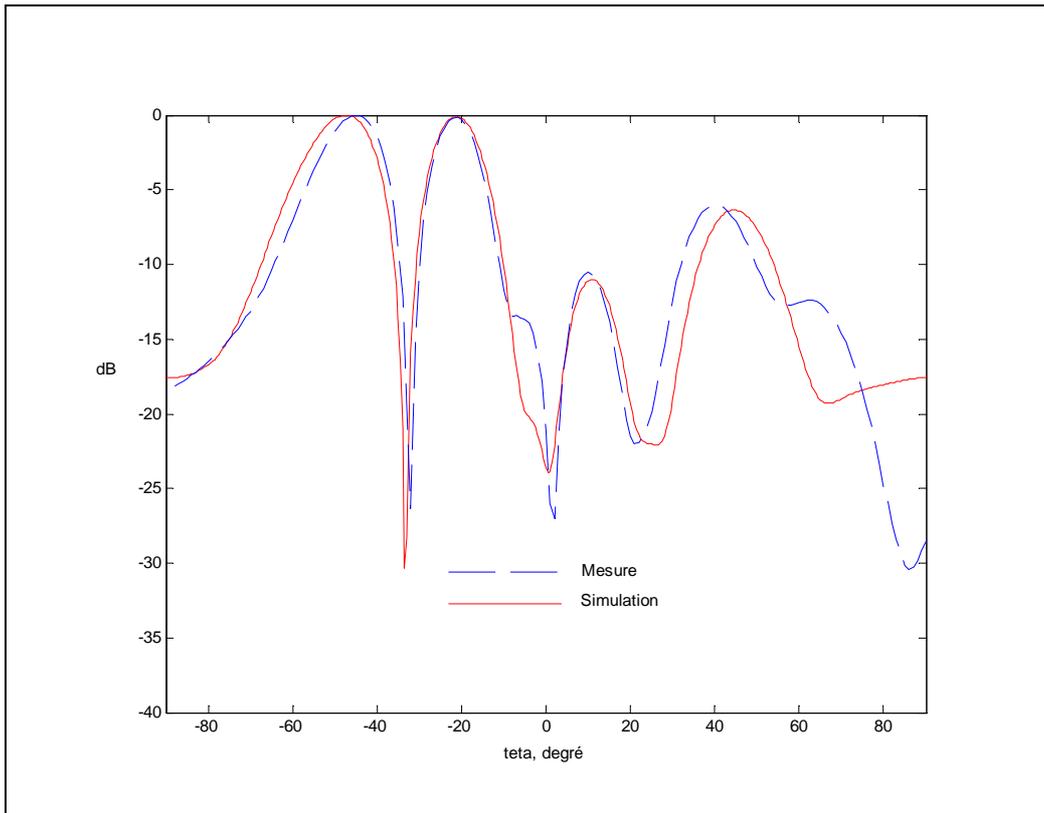
Simulations		Mesures	
Angles de Pointage désirés	Directivité (dB)	Angles de Pointages obtenus	Directivité (dB)
[-30 ; 30]	12.07	[-28 ; 32]	10.31
[-42 ; 21]	12.22	[-40 ; 21]	11.15

**Tableau V.4 : Tableau représentatif des valeurs simulées et mesurées des diagrammes de rayonnement (Deux lobes -deux zones différentes)**

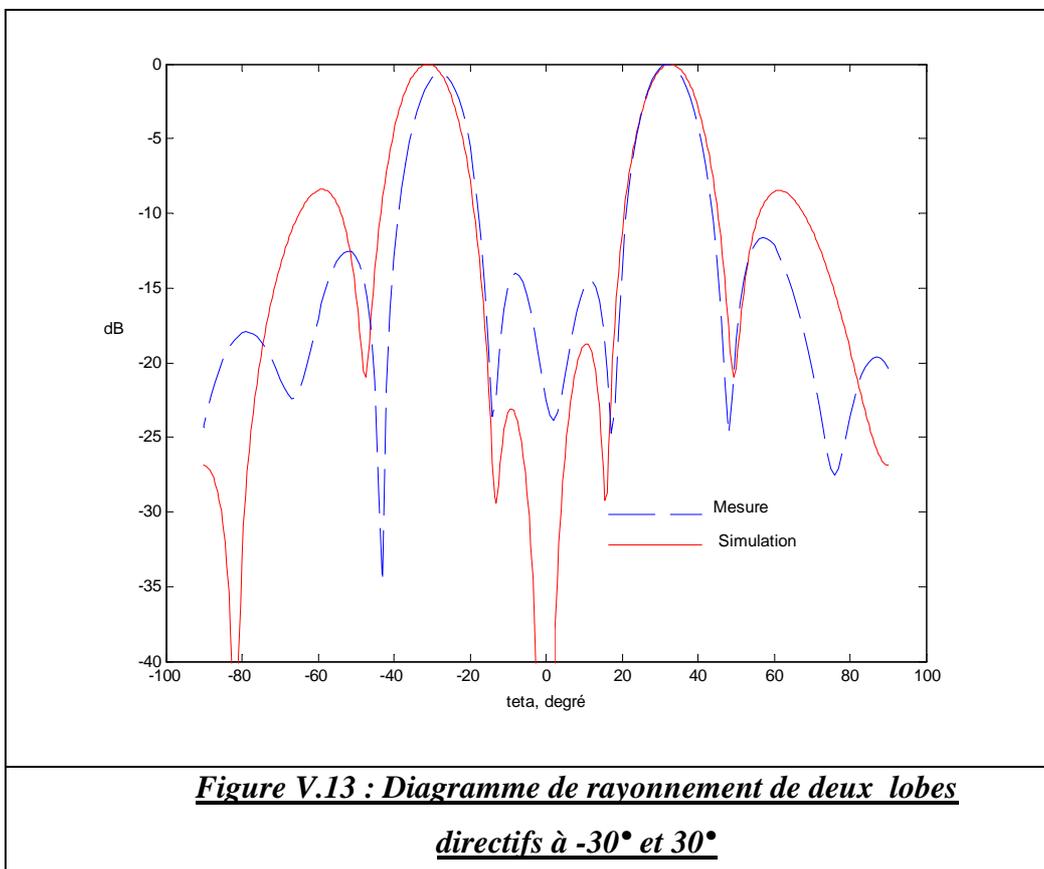
Simulations		Mesures	
Angles de Pointage désirés	Directivité (dB)	Angles de Pointages obtenus	Directivité (dB)
[-32 ; 2 ; 22]	11.54	[-34 ; 0 ; 20]	9.33
[-30 ; -10 ; 30]	11.38	[-29 ; -9 ; 31]	9.85
[-42 ; 20 ; 50]	11.01	[-42 ; 20 ; 50]	9.3
[-53 ; -30 ; 10]	11.36	[-53 ; -31 ; 10]	10.64

**Tableau V.5 : Tableau représentatif des valeurs simulées et mesurées des diagrammes de rayonnement (Trois lobes)**

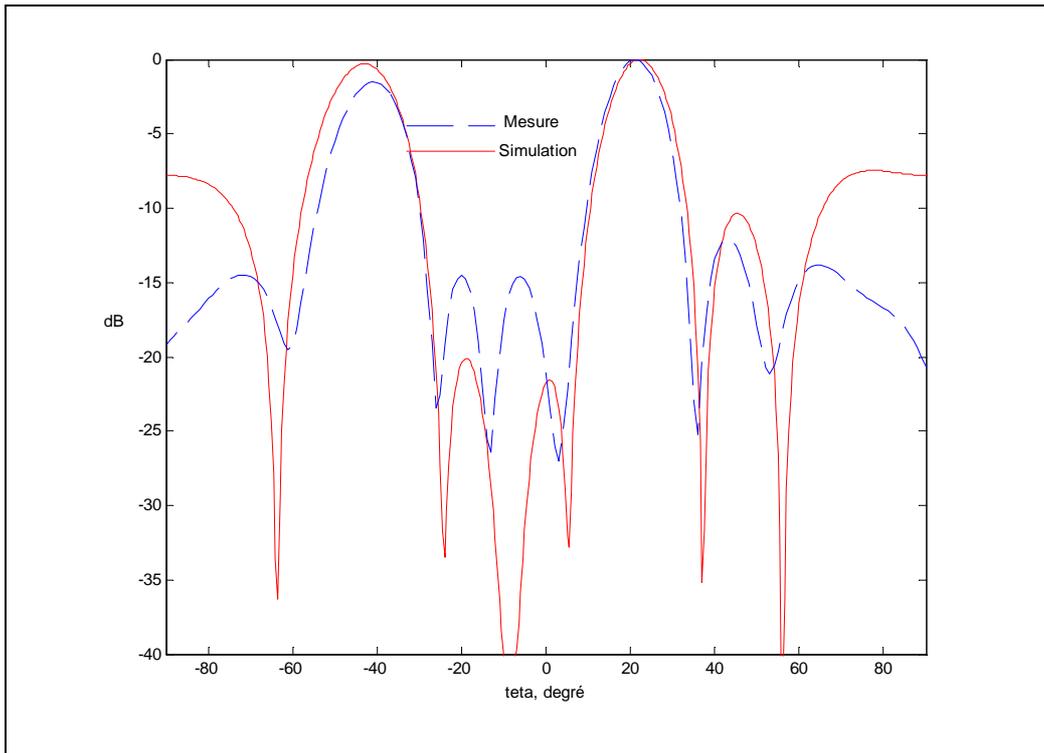




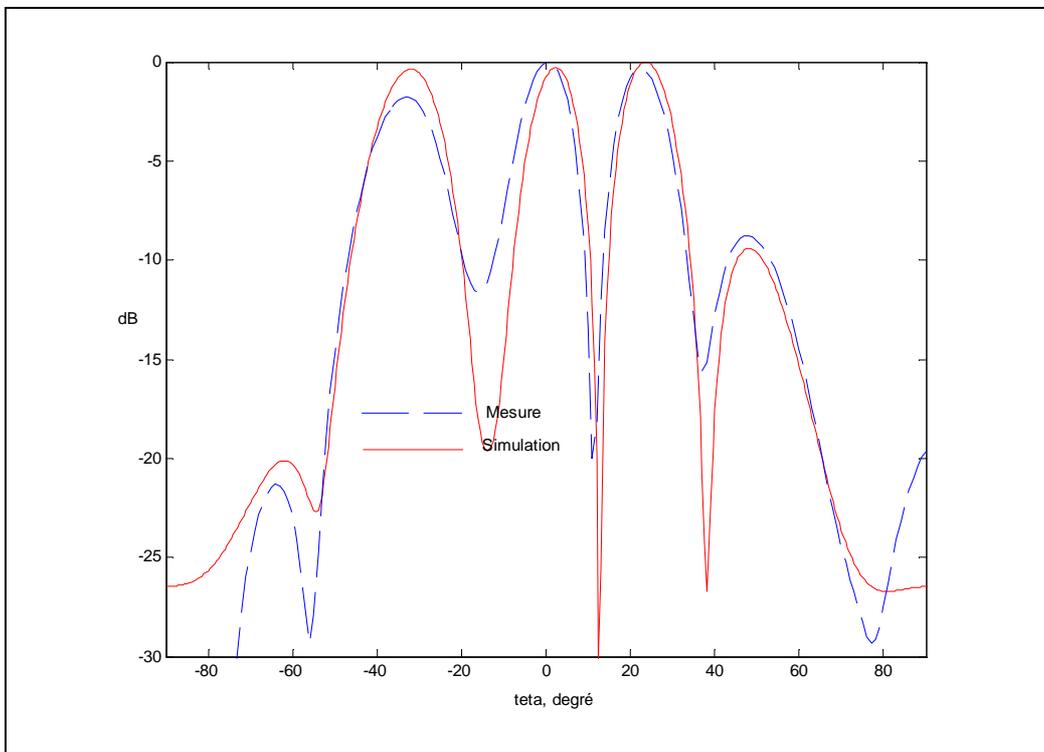
**Figure V.12 : Diagramme de rayonnement de deux lobes  
directifs à -50° et -20°**



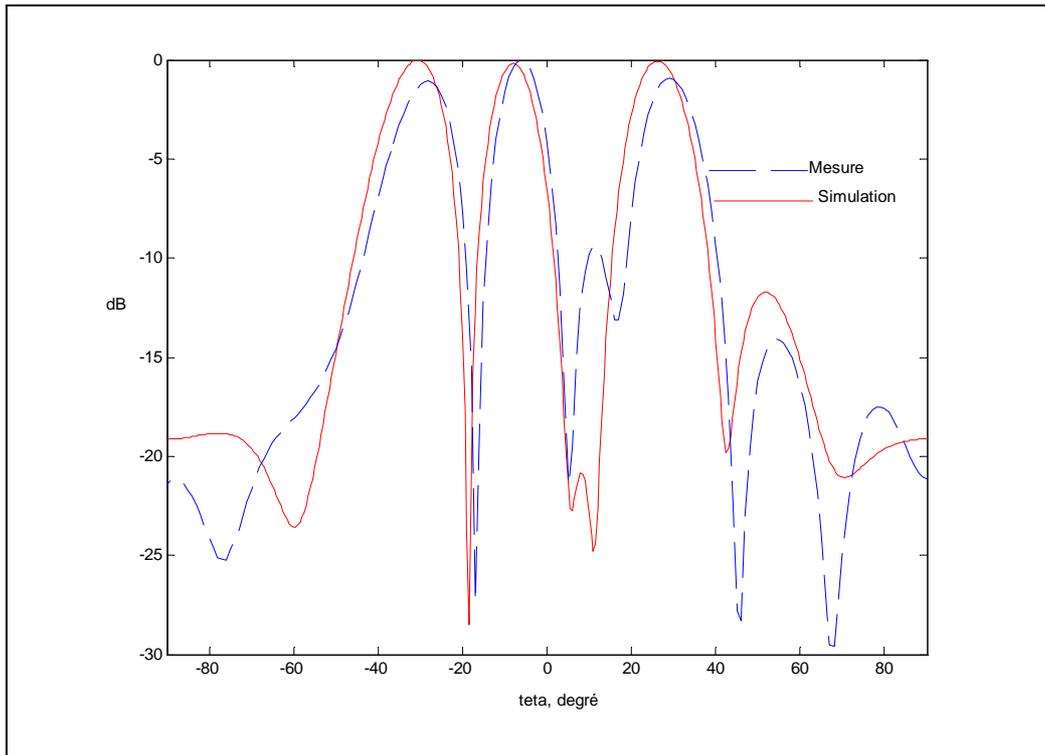
**Figure V.13 : Diagramme de rayonnement de deux lobes  
directifs à -30° et 30°**



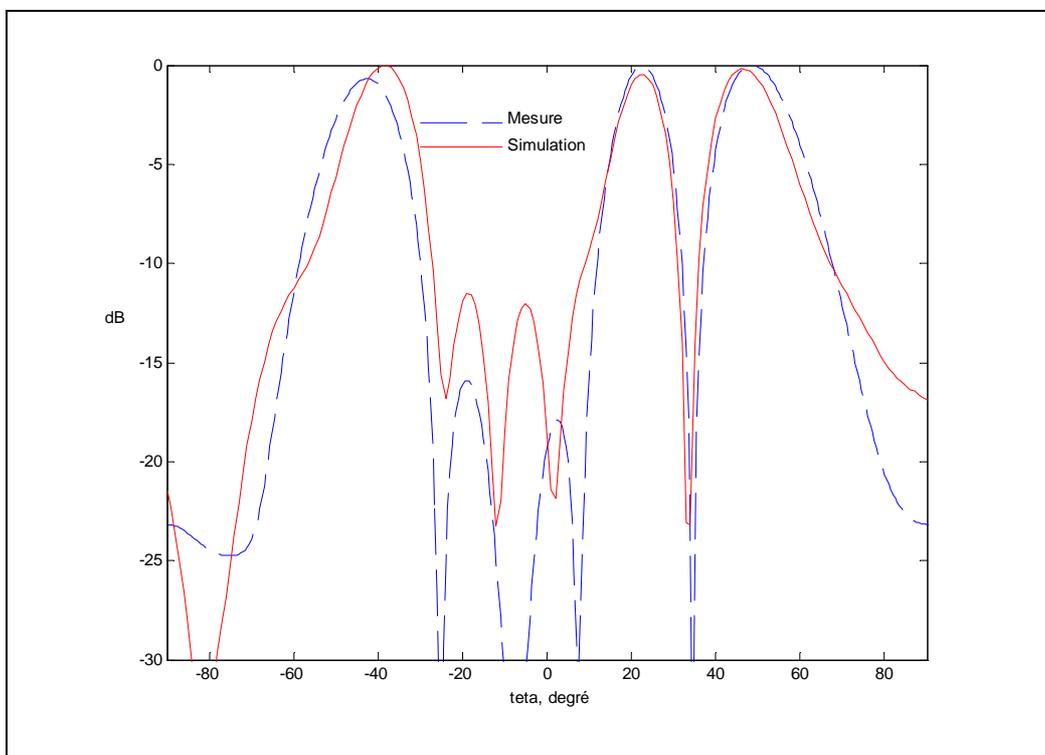
**Figure V.14 : Diagramme de rayonnement de deux lobes  
directifs à -42° et 21°**



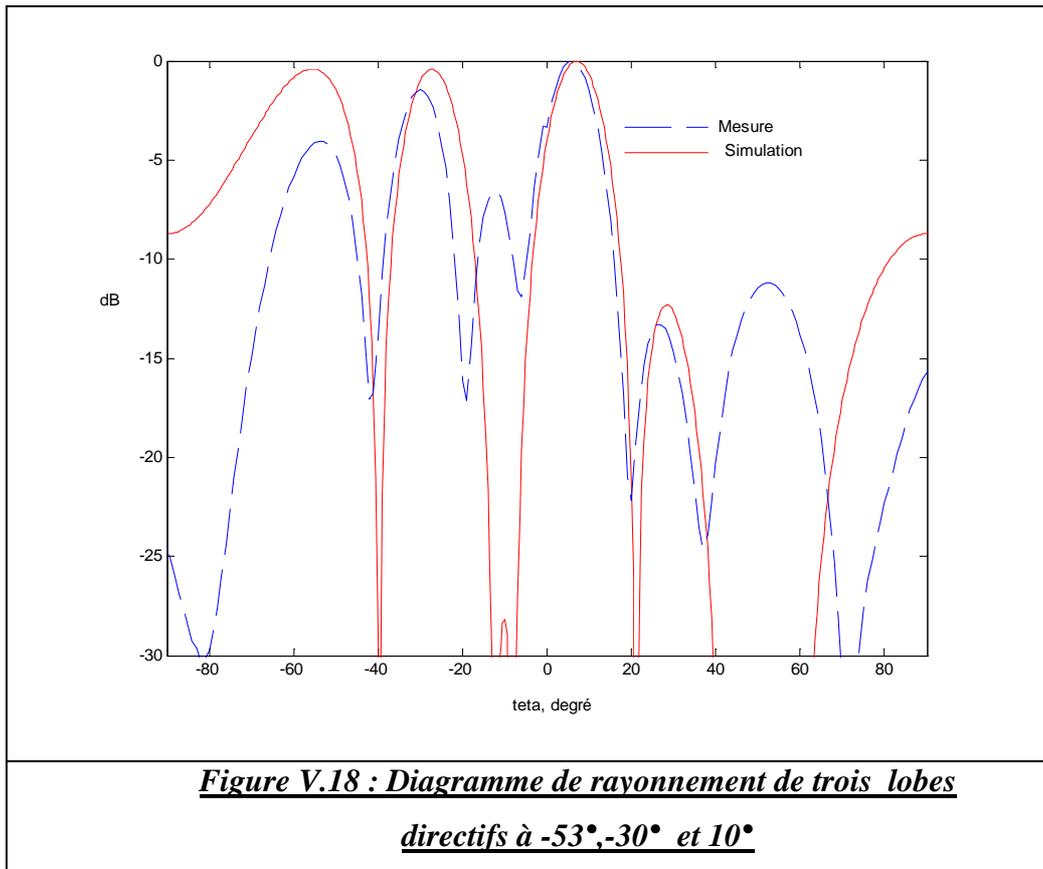
**Figure V.15 : Diagramme de rayonnement de trois lobes  
directifs à -32°, 2 et 21°**



**Figure V.16 : Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à -30°, 10° et 30°**



**Figure V.17 : Diagramme de rayonnement de trois lobes directifs à -42°, 20° et 50°**



## **V- Conclusion**

Dans ce chapitre, une validation expérimentale des techniques de synthèse des lobes a été effectuée. Les mesures ont porté sur plusieurs configurations des lobes afin de prouver l'efficacité de notre approche. Les résultats obtenus montrent une bonne concordance entre la simulation et la mesure.

## **CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES**

Dans ce travail, nous avons contribué au développement du concept des antennes à pointage avec applications dans le domaine de réseau adaptatif. Des améliorations des techniques actuelles et plus particulièrement dans la formation de faisceau et l'annulation d'interférents ont été proposées. Les techniques de synthèse développées tiennent compte des différentes contraintes liées au concept d'antennes intelligentes avec formation du faisceau. Les points forts et les originalités qui caractérisent le travail effectué sont les suivants :

- La synthèse d'un diagramme peut être effectuée seulement en phase ou bien amplitude et en phase.
- La séparation entre deux types de solution : réelle ou complexe. La solution réelle qui implique une loi d'excitation complexe conjuguée par rapport au centre de l'alignement, donnera des résultats optimaux dans le cas des réseaux directifs.
- La définition des spécifications sur le diagramme de rayonnement en module à partir d'un gabarit. Les valeurs du gain et du niveau de variation sont contrôlées par des fonctions poids dans toutes les zones constituant le plan de formage.
- La possibilité d'introduire le couplage entre les sources, directement dans la formulation théorique du problème. Ainsi la correction du diagramme perturbé par le couplage entre éléments est effectuée directement au niveau de la synthèse.
- La possibilité de créer un diagramme multi-lobes dans des zones privilégiées.
- La possibilité de créer des zéros dans toute la zone de balayage.
- Le développement d'une application en temps réel par l'utilisation de réseaux de neurones.

La méthode de synthèse est basée sur un algorithme itératif d'optimisation des systèmes d'équations non- linéaires avec un critère minmax. Le logiciel mis au point a permis de tester la

## Conclusion générale et perspectives

méthode avec des réseaux linéaires et des spécifications sur le rayonnement très différentes. La technique développée a été testée sur divers types de lobes directifs avec des zéros qui peuvent balayer la totalité de domaine angulaire entre  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ . Elle donne des résultats très satisfaisants mais Le temps de calcul de cette technique est de l'ordre de quelques secondes, ce qui la rend inadaptée pour des applications qui nécessitent une réponse très rapide comme le secteur des télécommunications où la plupart des applications sont en temps réel.

Nous avons donc développé une autre approche basée sur les réseaux de neurones artificiels. Cette technique est caractérisée par son efficacité et sa performance au niveau de la vitesse de convergence. La base d'apprentissage a été élaborée à partir de la méthode de synthèse analytique. Une difficulté a été rencontrée au niveau de la vitesse de convergence de notre réseau neuronal, et nous avons du procéder à des phases de prétraitement et de post- traitement. Ces phases ont permis d'éliminer les informations superflues et d'augmenter la vitesse de convergence.

Une étude théorique et expérimentale de couplage est présentée afin de prendre en compte l'effet de ce phénomène dans la synthèse. Un prototype dans la bande GSM a été réalisé, et a permis d'étudier expérimentalement l'effet et l'influence de couplage sur le rayonnement de l'antenne réseau. Le couplage n'a pas d'effet significatif pour un angle de pointage inférieur à  $50^\circ$  mais cet effet peut détériorer d'une façon remarquable le pointage pour un angle supérieur à  $50^\circ$ .

Enfin une validation pratique de nos outils de synthèse fonctionnant seulement avec les pondérations des phases pour la formation des lobes et l'annulation d'interférents a été présentée et a montré l'efficacité et la performance des méthodes développées.

Plusieurs perspectives sont offertes par ce travail :

- Une portant sur l'extension de la méthode "minmax" à la synthèse des diagrammes de rayonnement spécifiés dans l'espace.
- La possibilité de réalisation d'un circuit neuronal ("*neural chips*"), intégrant les fonctionnalités de calcul d'un réseau à pointage.

## ANNEXE I

### Matrice de Butler et Transformée de Fourier

Pour une matrice de Butler de N éléments, ses entrées et sorties sont reliées par :

$$g_{nm} = \frac{\exp j\left\{\left(\frac{2\pi}{N}\right)[n - (N + 1)/2][m - (N + 1)/2]\right\}}{\sqrt{N}} \quad (A.1.1)$$

Référencé au centre du réseau, espacés de  $(N + 1)/2$ , où  $g$  est l'amplitude de champ à l'élément  $N$  dû à l'excitation d'unité au port  $M$  de faisceau; c.-à-d. une fonction delta à l'entrée (chaque port est une fonction discrète de delta) des résultats dans une onde plane (la phase progressive linéaire) au-dessus de toutes les sorties. En utilisant les principes de la superposition, un  $f(m)$  arbitraire de distribution d'entrée aura comme conséquence une superposition des ondes planes discrètes pesées par le  $f(m)$ , ayant pour résultat la transformée de Fourier:

$$g(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_m^N f(m) \exp j\left\{\left(\frac{2\pi}{N}\right)[n - (N + 1)/2][m - (N + 1)/2]\right\} \quad (A.1.2)$$



## ANNEXE II

### Les matrices de covariance

Dans un premier temps, il est utile de définir quelques quantités statistiques liées au modèle du signal défini ci-dessous:

$$x(t) = s_0(t) + i(t) + n(t) \quad (A.II.1)$$

Posons  $u(t) = i(t) + n(t)$  le vecteur des signaux non désirés. Les matrices de covariance du réseau  $R_{xx}$ , du signal utile  $R_{s_0}$  et des signaux indésirables  $R_{uu}$  sont respectivement :

$$R_{xx} = E[x(t)x^H(t)] = \sum_{k=0}^K \sigma_k^2 a(\theta_k) a^H(\theta_k) + \sigma_n^2 I \quad (A.II.2)$$

$$R_{s_0} = E[s_0(t)s_0^H(t)] = \sigma_0^2 a(\theta_0) a^H(\theta_0) \quad (A.II.3)$$

$$R_{uu} = E[u(t)u^H(t)] = \sum_{k=1}^K \sigma_k^2 a(\theta_k) a^H(\theta_k) + \sigma_n^2 I \quad (A.II.4)$$

Où  $\sigma_k^2 = E\left\{ \tilde{s}_k(t) \tilde{s}_k^*(t) \right\}$  et  $E[n(t)n^H(t)] = \sigma_n^2 I$  sous l'hypothèse d'un bruit spatialement blanc et de même variance d'antenne à antenne.

### Le critère du Minimum de Variance (LCMV)

Le critère de performance du minimum de variance (minimum variance ou linearly constrained minimum variance : LCMV en anglais) impose une contrainte sur le gain du réseau dans la direction du signal utile tout en minimisant la puissance en sortie. Rappelons que le signal en sortie du réseau est :

$$y = w^H x = w^H a(\theta_0) s_0 + \tilde{w} w^H u \quad (A.II.5)$$

La contrainte de gain (\*) dans la direction du signal utile s'exprime par la relation :

$$w^H a(\theta_0) = G \quad (A.II.6)$$

(\*) Lorsque  $G=1$ , le critère de performance est appelé MVDR pour (Minimum Variance Distortionless Response).

La contribution des signaux parasites en sortie du réseau est minimisée en choisissant le vecteur de pondération qui minimise la variance :

$$\text{Var}\{y\} = w^H R_{s0} w + w^H R_{uu} w \quad (\text{A.II.7})$$

L'application de la méthode de Lagrange sur ce problème conduit au vecteur de pondération optimale :

$$\begin{aligned} w_{LCMV} &= \beta_{LCMV} R_{uu}^{-1} a(\theta_0) \\ \text{avec } \beta &= \frac{G}{a(\theta_0)^H R_{uu}^{-1} a(\theta_0)} \end{aligned} \quad (\text{A.II.8})$$

### ANNEXE III

Appelons  $d(t)$  le signal de référence généré au niveau du récepteur. Les pondérations sont choisies de telle sorte qu'elles minimisent l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la sortie de l'antenne et  $d(t)$  :

$$\varepsilon^2(t) = [d(t) - w^H x(t)]^2 \quad (A.III.1)$$

L'espérance de cette fonction de coût conduit à :

$$E\{\varepsilon^2(t)\} = E\{d^2(t)\} - 2w^H r_{xd} + w^H R_{xx} w \quad (A.III.2)$$

Où  $r_{xd} = E\{d(t)x(t)\}$  est la matrice d'intercorrélation du vecteur signal  $x(t)$  avec le signal de référence  $d(t)$ . le minimum de l'EQM est obtenu en posant que le vecteur gradient par rapport à  $w$  est nul :

$$\nabla_w E\{\varepsilon^2(t)\} = -2r_{xd} + 2R_{xx} w = 0 \quad (A.III.3)$$

Les pondérations optimales sont alors :

$$w_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (A.III.4)$$

Cette solution est connue sous le nom d'équation de Wiener-Hopf ou solution optimale de Wiener. Dans le cas où le canal est spéculaire, on montre que cette solution est équivalente à celle obtenue précédemment avec les méthodes angulaires. Si  $\theta_0$  est l'angle d'incidence de la source utile  $s(t)$ , que l'on peut également écrire  $d(t)$ , alors  $r_{xd} = E\{d^2(t)a(\theta_0)\}$ . En posant  $R_{xx} = E\{d^2(t)\}a(\theta_0)^H + R_{uu}$ , et en appliquant le lemme d'inversion de matrice (matrix inversion lemma), on obtient :

$$R_{xx}^{-1} = \left[ \frac{1}{1 + E\{d^2(t)\}a(\theta_0)^H R_{uu}^{-1} a(\theta_0)} \right] R_{uu}^{-1} \quad (A.III.5)$$

La solution de Wiener peut donc s'exprimer par la relation :

$$w_{opt} = \beta_{EQM} R_{uu}^{-1} a(\theta_0) \quad (A.III.6)$$

où  $\beta_{EQM} = \frac{E\{d^2(t)\}}{1 + E\{d^2(t)\}a(\theta_0)^H R_{uu}^{-1} a(\theta_0)}$  est un scalaire.



## ANNEXE IV

### A- Le LMS: algorithme du gradient stochastique

Cet algorithme, le LMS [I.28], est sans doute le plus commun et de nombreux travaux y font référence. Il est basé sur la méthode du gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une forme quadratique des pondérations et, intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum. Les pondérations optimales au temps  $n+1$  sont calculées selon la relation de récurrence suivante :

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2} \mu \left[ -\nabla \left( E \{ \varepsilon^2(n) \} \right) \right] \quad (A.IV.1)$$

Or  $E \{ \varepsilon^2(n) \} = -2r_{xd} + 2R_{xx}w$ , ce qui revient à écrire :

$$w(n+1) = w(n) + \mu [r_{xd} - R_{xx}w(n)] \quad (A.IV.2)$$

En pratique, la valeur exacte du gradient ne peut être déterminée du fait que les matrices  $r_{xd}$  et  $R_{xx}$  ne sont pas elles-mêmes connues. L'une des solutions consiste à utiliser leurs estimations instantanées qui sont respectivement définies par :

$$\begin{aligned} \hat{R}_{xx}(n) &= x(n)x^H(n) \quad \text{et} \\ \hat{r}_{xd}(n) &= d^*(n)x(n) \end{aligned} \quad (A.IV.3)$$

Les pondérations sont remises à jour selon :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu x(n) [d^*(n) - x^H(n)\hat{w}(n)] = \hat{w}(n) + \mu x(n)\varepsilon^*(n) \quad (A.IV.4)$$

Le LMS est un algorithme adaptatif qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Le principal avantage du LMS est sa simplicité et ses performances sont acceptables dans beaucoup d'application. En terme de convergence, il est cependant médiocre. Quand les valeurs propres de  $R_{xx}$  sont très différentes, la convergence peut être lente et d'autres algorithmes plus rapides doivent être envisagés.

## B- Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance  $R_{xx}$ , les signaux utiles et interférents n'étant pas a priori connus, les matrices  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i)x^H(i) \quad (A.IV.5)$$

et

$$\hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)x(i) \quad (A.IV.6)$$

Les performances du DMI en terme de convergence sont supérieures à celles du LMS, mais cette méthode demande un calcul plus complexe. L'algorithme de DMI exige également un signal de référence.

## C- Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm)

La méthode RLS estime  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  en utilisant une somme pondérée [I.29]:

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} x(i)x^H(i)$$

et

$$r_{xd}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} d^* x(i)x(i) \quad (A.IV.7)$$

Le facteur d'oubli,  $0 < \gamma < 1$ , permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont oubliés. L'intérêt d'introduire le paramètre  $\gamma$  est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence :

$$\hat{R}_{xx}(n) = \gamma \hat{R}_{xx}(n-1) + x(n)x^H(n) \quad (A.IV.8)$$

et :

$$\hat{r}_{xd}(n) = \gamma \hat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n)x(n) \quad (A.IV.9)$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance que l'on obtient par la relation de récurrence :

$$R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} \left[ R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n)x_{rd}(n)R_{xx}^{-1}(n-1) \right] \quad (A.IV.10)$$

où le facteur  $q$  est donné par :

$$q(n) = \frac{\gamma^{-1}R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}{1 + \gamma^{-1}x^H R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)} \quad (A.IV.11)$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour [I.30]:

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + q(n) \left[ d^*(n) - \hat{w}^H(n-1)x(n) \right] \quad (A.IV.12)$$

## **D- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm)**

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par Godara [I.31], par Treichler et Agee [I.16]. Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré. L'équation de mise à jour de vecteur poids (pondération) est donné par :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) - \mu x(n)\varepsilon^*(n) \quad (A.IV.13)$$

et 
$$\varepsilon(n) = \left[ 1 - |y(n)|^2 \right] y(n)x(n) \quad (A.IV.14)$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction  $\varepsilon$  n'est pas convexe et peut avoir des faux minima [I.32]. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.



**ANNEXE V**

Considérons un réseau de  $(2N+1)$  éléments isotropes équidistants de  $d$ , le champ rayonné s'écrit :

$$E = \sum_{n=-N}^N I_n e^{jnk_0 d \sin \theta} \quad (\text{A.V.1})$$

On pose

$$u = k_0 d \sin \theta$$

$$I_n = A_n + jB_n$$

Le diagramme de rayonnement s'écrit :

$$\|E\|^2 = \left[ \sum_{n=0}^N (x_n \cos nu + z_n \sin nu) \right]^2 + \left[ \sum_{n=0}^N (y_n \cos nu + t_n \sin nu) \right]^2 \quad (\text{A.V.2})$$

avec

$$x_n = A_n + A_{-n} \quad z_n = B_{-n} - B_n$$

$$y_n = B_n + B_{-n} \quad t_n = A_n - A_{-n}$$

La directivité dans une direction  $\theta_0$  est donnée par (à une constante près) :

$$D(\theta_0) = \frac{|\bar{E}(\theta_0)|^2}{\int_{-1}^{+1} |\bar{E}(\theta)|^2 d(\sin \theta)} \quad (\text{A.V.3})$$

Maximiser la directivité revient donc à minimiser l'intégrale :

$$S = \int_{-\sigma}^{+\sigma} |\bar{E}(\theta)|^2 d(\sin \theta) \quad (\text{A.V.4})$$

Avec  $\sigma = \frac{\lambda_0}{2d}$  est la demi-période du réseau,  $d$  est le pas du réseau.

Le problème de synthèse des diagrammes spécifiés avec le maximum de directivité se pose comme suit :

$$\text{Min}(S)$$

avec les contraintes sur le diagramme rayonné :

$$|\bar{E}(\theta_i)|^2 = \omega_i^2, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (\text{A.V.5})$$

La condition (II.20) s'écrit en introduisant la variable  $\phi_q$  :

$$\sum_{n=0}^N (x_n \cos nu_q + z_n \sin u_q) = \omega_q \cos \varphi_q$$

$$q=1, \dots, M \quad (\text{A.V.6})$$

$$\sum_{n=0}^N (y_n \cos nu_q + t_n \sin u_q) = \omega_q \sin \varphi_q$$

où  $\varphi_q$  est la phase du champ rayonné (à déterminer).

L'évaluation de l'intégrale S donne :

$$S = \sum_{p=0}^N x_p \sum_{n=p}^N \varepsilon_{n,p} x_n f_1^{(n,p)} + \sum_{p=0}^N z_p \sum_{n=p}^N \varepsilon_{n,p} z_n f_2^{(n,p)} + \sum_{p=0}^N y_p \sum_{n=p}^N \varepsilon_{n,p} y_n f_1^{(n,p)}$$

$$+ \sum_{p=0}^N t_p \sum_{n=p}^N \varepsilon_{n,p} t_n f_2^{(n,p)}$$

$$(\text{A.V.7})$$

avec

$$f_1^{(n,p)} = \frac{\sin(p-n)\sigma}{(p-n)\sigma} + \frac{\sin(p+n)\sigma}{(p+n)\sigma} \quad \varepsilon_{n,p} = \begin{cases} 1 & \text{si } n = p \\ 2 & \text{si } n \neq p \end{cases}$$

$$(\text{A.V.8})$$

$$f_2^{(n,p)} = \frac{\sin(p-n)\sigma}{(p-n)\sigma} - \frac{\sin(p+n)\sigma}{(p+n)\sigma}$$

Pour résoudre ce problème, nous utilisons la méthode des multiplicateurs de Lagrange **[II.16]** ; le problème revient donc à optimiser la fonction :

$$\Phi = S + \sum_{q=1}^M \lambda_q \sum_{n=0}^N ((x_n \cos nu_q + z_n \sin nu_q) - \omega_q \cos \varphi_q)$$

$$+ \sum_{q=1}^M \mu_q \sum_{n=0}^N ((y_n \cos nu_q + t_n \sin nu_q) - \omega_q \sin \varphi_q)$$

$$(\text{A.V.9})$$

$\lambda_q$  et  $\mu_q$  sont les multiplicateurs de Lagrange : supposons connues ces paramètres, après différentiation de  $\Phi$  par rapport aux variables du problème, on aura :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial \Phi}{\partial x_n} &= 2 \sum_{p=0}^N x_p \cdot f_1^{(n,p)} + \sum_{q=1}^M \lambda_q \cos nu_q = 0 \\
 \frac{\partial \Phi}{\partial z_n} &= 2 \sum_{p=0}^N z_p \cdot f_2^{(n,p)} + \sum_{q=1}^M \lambda_q \sin nu_q = 0 \\
 \frac{\partial \Phi}{\partial y_n} &= 2 \sum_{p=0}^N y_p \cdot f_1^{(n,p)} + \sum_{q=1}^M \mu_q \cos nu_q = 0 \\
 \frac{\partial \Phi}{\partial t_n} &= 2 \sum_{p=0}^N t_p \cdot f_2^{(n,p)} + \sum_{q=1}^M \mu_q \sin nu_q = 0 \\
 \frac{\partial \Phi}{\partial \varphi_n} &= \lambda_q \omega_q \sin \varphi_q - \mu_q \omega_q \sin \varphi_q = 0
 \end{aligned}
 \tag{A.V.10}$$

La résolution du système d'équations linéaires (A.V.10) donne :

$$\begin{aligned}
 x_n &= \frac{\Delta(1, n)}{\Delta_1} & z_n &= \frac{\Delta(2, n)}{\Delta_2} \\
 y_n &= \frac{d(1, n)}{\Delta_1} & t_n &= \frac{d(2, n)}{\Delta_2} \\
 \text{avec } \Delta_i &= \begin{vmatrix} f_i^{(0,0)} & \dots & f_i^{(0,N)} \\ f_i^{(N,0)} & \dots & f_i^{(N,N)} \end{vmatrix} & i=1, 2
 \end{aligned}
 \tag{A.V.11}$$

$\Delta(i, n)$  et  $d(i, n)$  s'obtiennent en remplaçant la colonne  $n$  de  $\Delta_i$  par le second terme du système d'équations correspondant.

En substituant  $x_n, y_n, z_n, t_n$  au système d'équation :

$$\text{tg} \varphi_q = \frac{\sum_{n=0}^N \left( \frac{d(1, n)}{\Delta_1} \cos(nu_q) + \frac{d(2, n)}{\Delta_2} \sin(nu_q) \right)}{\sum_{n=0}^N \left( \frac{\Delta(1, n)}{\Delta_2} \cos(nu_q) + \frac{\Delta(2, n)}{\Delta_2} \sin(nu_q) \right)}
 \tag{A.V.12}$$

et d'après A.V.10:

$$\text{tg} \varphi_q = \frac{\mu_q}{\lambda_q}
 \tag{A.V.13}$$

Par conséquent :

$$\begin{aligned} & \mu_q \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \left( \sum_{p=1}^M \lambda_p \cos(mu_p) \frac{\delta_{1,m,n}}{\Delta_1} \cos(nu_q) + \sum_{p=1}^M \lambda_p \sin(mu_p) \frac{\delta_{2,m,n}}{\Delta_2} \sin(nu_q) \right) \\ & = \lambda_q \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \left( \sum_{p=1}^M \mu_p \cos(mu_p) \frac{\delta_{1,m,n}}{\Delta_1} \cos(mu_q) + \sum_{p=1}^M \mu_p \sin(mu_p) \frac{\delta_{2,n,m}}{\Delta_2} \sin(mu_q) \right) \end{aligned} \quad (A.V.14)$$

$\delta_{i,m,n}$ , sont les mineurs obtenus par le développement des  $\Delta(i, j)$  et  $d(i, n)$ .

Cette égalité est vérifiée quel que soit  $u$ , donc nécessairement :

$$\Rightarrow \left. \begin{aligned} & \lambda_q \mu_p = \lambda_p \mu_q \\ & \frac{\lambda_q}{\mu_q} = \frac{\lambda_p}{\mu_p} \quad \forall_q \end{aligned} \right\} \quad (A.V.15)$$

D'où

$$\begin{aligned} \text{tg}\varphi_q &= \frac{\mu_q}{\lambda_q} = \text{Cte} \\ \varphi_q &= \varphi_0 + m\Pi \end{aligned} \quad (A.V.6)$$

## **ANNEXE VI**

### ➤ **Le corps cellulaire**

Le corps cellulaire aussi appelé soma, constitue l'élément principal du neurone. Il contient le noyau cellulaire renfermant lui-même le génome, c'est-à-dire l'information génétique de l'organisme dont le neurone est issu. Ce noyau baigne dans un cytoplasme (pour faire simple, un fluide) contenant une très grande quantité de molécules, dont particulièrement les éléments de la "machinerie cellulaire" qui permettent à la cellule de traduire ses gènes en protéines fonctionnelles (ex : enzymes) ou constitutives (ex : protéines du cytosquelette).

### ➤ **L'axone**

L'axone est le prolongement cellulaire principal et c'est grâce à lui que le neurone va transmettre les informations. A son extrémité se trouve l'arborisation terminale (= pôle émetteur de la cellule) où se trouve un nombre plus ou moins important de terminaisons synaptiques.

### ➤ **Les dendrites**

Les dendrites représentent le deuxième type de prolongement cellulaire et se trouvent en grande quantité autour du soma, c'est pourquoi on parle souvent d'arborisation dendritique. Les dendrites constituent le pôle récepteur de la cellule et c'est à cet endroit que vont se faire les connexions avec les autres neurones.

### ➤ **La synapse**

C'est une jonction entre deux neurones et généralement (car il existe des synapses axo-axonales par exemple) entre l'axone d'un neurone et un dendrite d'un autre neurone.



## ANNEXE VII

### Discrétisation des équations de MAXWELL par la méthode aux différences finies

Dans un milieu isotrope, linéaire et homogène les équations de MAXWELL s'écrivent de la manière suivante :

$$\text{r}\ddot{\otimes}\vec{E}(M, t) = -\Gamma \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \vec{M}(M, t) \quad (\text{A.VII.1})$$

$$\text{r}\ddot{\otimes}\vec{H}(M, t) = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E}(M, t) + \vec{J}(M, t) \quad (\text{A.VII.2})$$

où  $\varepsilon, \Gamma, \sigma$  sont les caractéristiques macroscopiques du milieu,  $\vec{M}^d$  et  $\vec{J}^d$  étant respectivement des sources de courant magnétique et électrique.

Les équations de MAXWELL (A.VII.1 et A.VII.2) projetés selon les axes d'un repère cartésien (o: x, y, z) conduisent aux systèmes d'équations suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} -\Gamma \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} + M_x \\ -\Gamma \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} + M_y \\ -\Gamma \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} + M_z \end{array} \right. \quad (\text{A.VII.3})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x - J_x \\ \varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y - J_y \\ \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z - J_z \end{array} \right. \quad (\text{A.VII.4})$$

Dans le schéma de discrétisation, les composants du champ magnétique sont évalués aux instants multiples pairs du demi- pas d'échantillonnage temporel  $\Delta t/2$  et celles du champ électrique aux instants multiples impairs de  $\Delta t/2$ . En outre, le point de calcul des champs permet d'obtenir des dérivées centrées sur la composante à déterminer, en l'occurrence celle du premier membre de chacune des égalités précédentes.

**\* Calcul des composantes du champ magnétique**

En reprenant les notations du chapitre IV, la discrétisation des équations du système (A.IV.1) dans une maille  $(i, j, k)$  conduit aux expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 H_x^n(i, j+1/2, k+1/2) &= H_x^{n-1}(i, j+1/2, k+1/2) - \frac{\Delta t}{\Gamma} \cdot \\
 &\quad \left[ \frac{E_z^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) - E_z^{n-1/2}(i, j, k+1/2)}{\Delta y} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{E_y^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1) - E_y^{n-1/2}(i, j+1/2, k)}{\Delta z} + M_x^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \right] \\
 \\
 H_y^n(i+1/2, j, k+1/2) &= H_y^{n-1}(i+1/2, j, k+1/2) - \frac{\Delta t}{\Gamma} \cdot \\
 &\quad \left[ \frac{E_x^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1) - E_x^{n-1/2}(i+1/2, j, k)}{\Delta z} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{E_z^{n-1/2}(i+1, j, k+1/2) - E_z^{n-1/2}(i, j, k+1/2)}{\Delta x} + M_y^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \right] \\
 \\
 H_z^n(i+1/2, j+1/2, k) &= H_z^{n-1}(i+1/2, j+1/2, k) - \frac{\Delta t}{\Gamma} \cdot \\
 &\quad \left[ \frac{E_y^{n-1/2}(i+1, j+1/2, k) - E_y^{n-1/2}(i, j+1/2, k)}{\Delta x} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{E_x^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) - E_x^{n-1/2}(i+1/2, j, k)}{\Delta y} + M_z^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \right]
 \end{aligned}$$

Ces expressions permettent d'évaluer le champ magnétique à l'instant  $n\Delta t$  connaissant les champs et les courants jusqu'à l'instant  $(n-1/2)\Delta t$  ( $n \in \mathbb{A}$ ).

**\* Calcul des composants du champ électrique**

La discrétisation des équations du système (A.VII.2) doit être calculée aux instants  $(n\Delta t)$  de calcul des composants du champ magnétique. En particulier, il faut calculer le champ magnétique intervenant dans les produits  $\sigma \cdot \vec{E}$  à des instants  $n\Delta t$  multiples pairs du demi-pas d'échantillonnage  $\Delta t/2$ , tandis qu'il est connu aux instants multiples impairs de  $\Delta t/2$ .

Le problème sera résolu en effectuant l'approximation d'ordre 2 suivante :

$$E^n \approx \frac{E^{n+1/2} + E^{n-1/2}}{2}$$

Ainsi après discrétisation, le système A.IV.2 conduit aux expressions suivantes :

$$E_x^{n+1/2}(i+1/2, j, k) = A E_x^{n-1/2}(i+1/2, j, k) + B \left[ \frac{H_z^n(i+1/2, j+1/2, k) - H_z^n(i+1/2, j-1/2, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^n(i+1/2, j, k+1/2) + H_y^n(i+1/2, j, k-1/2)}{\Delta z} - J_x^n(i+1/2, j, k) \right]$$

$$E_y^{n+1/2}(i, j+1/2, k) = A E_y^{n-1/2}(i, j+1/2, k) + B \left[ \frac{H_x^n(i, j+1/2, k+1/2) - H_x^n(i, j+1/2, k-1/2)}{\Delta z} - \frac{H_z^n(i+1/2, j+1/2, k) - H_z^n(i-1/2, j+1/2, k)}{\Delta x} - J_y^n(i, j+1/2, k) \right]$$

$$E_z^{n+1/2}(i, j, k+1/2) = A E_z^{n-1/2}(i, j, k+1/2) + B \left[ \frac{H_y^n(i+1/2, j, k+1/2) - H_y^n(i-1/2, j, k+1/2)}{\Delta x} - \frac{H_x^n(i, j+1/2, k+1/2) - H_x^n(i, j-1/2, k+1/2)}{\Delta y} - J_z^n(i, j, k+1/2) \right]$$

avec

$$\begin{cases} A = \frac{\frac{\varepsilon}{\Delta t} - \frac{\sigma}{2}}{\frac{\varepsilon}{\Delta t} + \frac{\sigma}{2}} \\ B = \frac{1}{\frac{\varepsilon}{\Delta t} + \frac{\sigma}{2}} \end{cases}$$

Comme pour le champ magnétique, ces expressions permettent de calculer le champ électrique de manière explicite, en l'occurrence  $(n+1/2)\Delta t$ .

**Remarque :**

Le pas d'échantillonnage  $\Delta t$  est relié aux pas spatiaux  $(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$  par le critère de stabilité de courant [ED84] :

$$C \cdot \Delta t \leq \frac{1}{\left( \frac{1}{\Delta x_{\min}^2} + \frac{1}{\Delta y_{\min}^2} + \frac{1}{\Delta z_{\min}^2} \right)^{1/2}}$$

avec C : vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide.

## ANNEXE VIII

### Gains et directivité d'une antenne

Le diagramme de rayonnement d'une antenne s'obtient à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

A grande distance  $r$  d'une antenne supposée à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction  $(\theta, \varphi)$ , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide,  $\Psi$ , est alors reliée au champ électrique (en régime harmonique) par la relation :

$$\Psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \varphi)|^2 r^2 \quad (A.VIII.1)$$

avec  $\eta = 120\pi \Omega$  (impédance d'onde dans le vide).

Pour une meilleure interprétation des courbes, la densité de puissance rayonnée est souvent normalisée par rapport à sa plus grande valeur. Ainsi, en désignant par  $(\theta_0, \varphi_0)$  la direction du maximum de cette intensité, la formule (A.VIII.1) normalisée à 1 représente, par définition, le diagramme de rayonnement de l'antenne.

$$d(\theta, \varphi) = \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{\Psi(\theta_0, \varphi_0)} \quad (A.VIII.2)$$

Ce diagramme, indépendant de la puissance d'alimentation de l'aérien caractérise donc la répartition dans l'espace de la puissance rayonnée à grande distance.

D'une façon générale, la fonction de gain, qui décrit la variation de puissance rayonnée en fonction de l'angle pour une antenne localisée à l'origine du référentiel, est définie par la relation :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P} \quad (A.VIII.3)$$

avec  $P$  : puissance de normalisation.

Selon le choix de la puissance de référence  $P$ , trois définitions du gain sont communément utilisées (figure A2.1) :

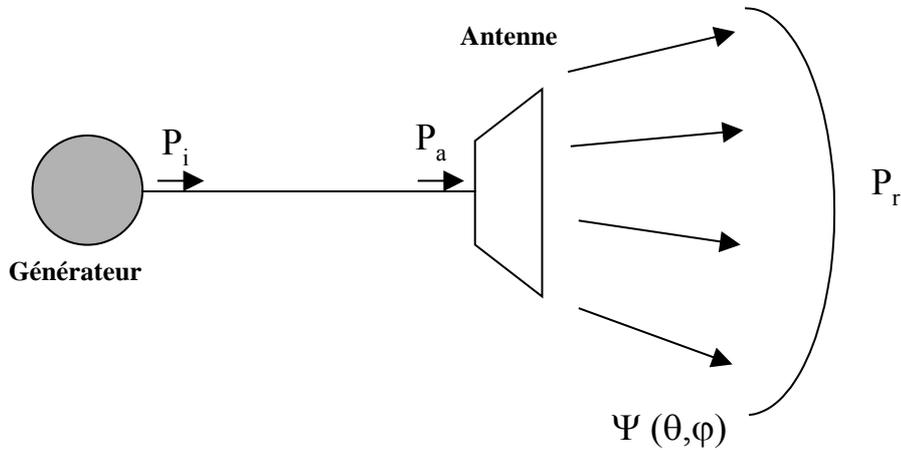


Figure A2.1 – Puissance de référence.

Avec :  $P_i$  = Puissance incidente

$P_a$  = Puissance acceptée par l'antenne

$P_r$  = Puissance totale rayonnée

Si la puissance de référence est la puissance  $P_i$  délivrée par le générateur, la quantité :

$$G_R(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_i} \quad (\text{A.VIII.4})$$

est appelé **gain réalisé**. Sa valeur prend en compte toutes les pertes (désadaptation, effet Joule, pertes diélectriques).

Si la puissance de référence est la puissance  $P_a$  acceptée par l'antenne, la quantité :

$$G_a(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_a} \quad (\text{A.VIII.5})$$

est appelé **gain intrinsèque**. Cette définition ne tient pas compte des pertes par désadaptation. Par contre, elle inclut les pertes ohmiques et diélectriques.

Si la puissance de référence est la puissance totale rayonnée  $P_r$ , la quantité :

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\Psi(\theta, \phi)}{P_r} \quad (\text{A. VIII.6})$$

est appelée **directivité**. Cette grandeur est caractéristique de l'antenne seule, mesurant la capacité de l'aérien à concentrer l'énergie dans une direction particulière.

Ces trois définitions de gains sont reliées entre elles (formule A.VIII.7). Notamment, le gain réalisé est identique au gain de l'antenne, sous réserve que celle-ci soit parfaitement adaptée.

$$G_R(\theta, \phi) = (1 - |S_{11}|^2)G_a(\theta, \phi) = \frac{P_r}{P_a}(1 - |S_{11}|^2)D(\theta, \phi) \quad (\text{A. VIII.7})$$



## ANNEXE IX

### Polarisation du champ rayonné

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente localement les propriétés d'une onde plane. La polarisation de cette onde dans une direction donnée est, par définition, caractérisée par la projection dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine.

En régime harmonique, dans la base  $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\phi)$  des coordonnées sphériques  $(r, \theta, \phi)$ , le champ électrique lointain peut s'écrire en un point fixé :

$$\vec{E}(t) = E_\theta(t) \vec{e}_\theta + E_\phi(t) \vec{e}_\phi \quad (\text{A.IX.1})$$

avec

$$\begin{cases} E_\theta(t) = E_{\theta m} \cos(\omega t + \alpha_\theta) \\ E_\phi(t) = E_{\phi m} \cos(\omega t + \alpha_\phi) \end{cases}$$

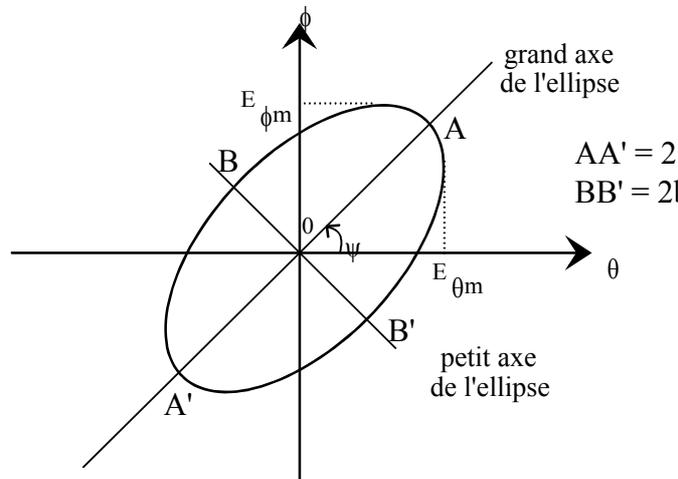
où  $E_{\theta m}$  et  $E_{\phi m}$  sont les amplitudes des composantes de champ électrique dans les directions  $\theta$  et  $\phi$ .

Soit  $\alpha$ , la différence de phase entre les deux composantes,  $\alpha = \alpha_\theta - \alpha_\phi$ , on montre que les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  vérifient l'équation :

$$\frac{E_\theta^2}{E_{\theta m}^2} + \frac{E_\phi^2(t)}{E_{\phi m}^2} - 2 \cos \alpha \frac{E_\theta(t) \cdot E_\phi(t)}{E_{\theta m} \cdot E_{\phi m}} - \sin^2 \alpha = 0 \quad (\text{A.IX.2})$$

Cette équation définit, dans le plan  $(\theta, \phi)$ , l'ellipse de polarisation du champ rayonné. Comme montré sur la figure A.VI.1, son centre est confondu avec celui du repère considéré. L'axe principal de l'ellipse est incliné d'un angle  $\psi$  par rapport à l'axe  $O\theta$  du repère, donné par **(A.IX.1)**:

$$\tan 2\psi = \frac{2E_\theta E_\phi \cos \alpha}{E_\theta^2 - E_\phi^2} \quad (\text{A.IX.3})$$



*Figure A.VI.1: Ellipse de polarisation.*

Dans le cas général, la polarisation d'une antenne est une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la direction de rayonnement considérée. Le sens du parcours décrit par l'extrémité du vecteur champ électrique définit le sens de la polarisation. Il est dit droit (resp. gauche) si  $\sin(\alpha) > 0$  (resp.  $\sin(\alpha) < 0$ ), l'observateur regardant dans le sens de propagation de l'onde.

Une polarisation est caractérisée généralement par son taux d'ellipticité (ou rapport axial) T qui est défini par l'égalité suivante :

$$T = \frac{\text{grand diamètre de l'ellipse}}{\text{petit diamètre de l'ellipse}} = \frac{a}{b} \quad (\text{A.IX.4})$$

En posant  $a_1 = |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2$ ,  $a_2 = |E_\theta| \cdot |E_\phi|$ , on obtient après un changement de coordonnées adéquat :

$$T = \frac{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2^2 \cdot \sin^2 \alpha}}{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2^2 \cdot \sin^2 \alpha}} \quad (\text{A.IX.5})$$

Une autre méthode consiste à rechercher les temps  $t_1$  et  $t_2$  tels que  $\frac{d|E|}{dt} = 0$ . Après dérivation, deux solutions apparaissent :

$$t_1 = \frac{1}{2 \cdot \omega} \cdot \tan^{-1} \left( -\frac{E_\theta \cdot \sin(2\alpha_\theta) + E_\phi \cdot \sin(2\alpha_\phi)}{E_\theta \cdot \cos(2\alpha_\theta) + E_\phi \cdot \cos(2\alpha_\phi)} \right) \quad (A.IX.6)$$

$$\text{et } t_2 = t_1 + \frac{\pi}{\omega}$$

A ces deux instants correspondent deux extrema :

$$\begin{aligned} |E_{\max 1}| &= \sqrt{|E_\theta \cos(\omega t_1 + \varphi_\theta)|^2 + |E_\phi \cos(\omega t_1 + \varphi_\phi)|^2} \\ \text{et } |E_{\max 2}| &= \sqrt{|E_\theta \cos(\omega t_2 + \varphi_\theta)|^2 + |E_\phi \cos(\omega t_2 + \varphi_\phi)|^2} \end{aligned} \quad (A.IX.7)$$

De ces formules, nous déduisons la nécessité de connaître à la fois l'amplitude des composantes du champ rayonné mais aussi la phase de celles-ci. La technique de calcul du champ lointain à partir des sources de Huygens dans le code "différences finies" évalue à la fois le module et la phase du champ rayonné.

En effet deux cas particuliers de polarisation sont le plus souvent recherchés :

- la polarisation rectiligne ( $T \rightarrow \infty$  ou  $T = 0$ ), obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps.
- la polarisation circulaire ( $T = 1$ ) droite ou gauche, lorsque les deux composantes du champ électrique vibrent en quadrature de phase ( $|\alpha| = \pi / 2$ ) avec une même amplitude ( $E_{\theta m} = E_{\phi m}$ ), l'ellipse devenant alors un cercle.



## **Revues :**

1. Fadlallah Najib, Rammal Mohamad, Abouchahine Soubhi, Vaudon Patrick "*An improved Design of a printed antenna array for GSM applications*" WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS , Issue 6, Volume 3, August 2004, page (1525-1528).
2. Fadlallah Najib, Rammal Mohamad, Koubeissi Majed, Vaudon Patrick, '*Neural Network Synthesis Beamforming Model For Adaptive Antenna Arrays*', WSEAS Transactions on Communications, Issue 3, Volume 4, March 2005, pp. 130-134, ISSN 1109-2742
3. Fadlallah Najib, Rammal Mohamad, Vaudon Patrick, '*A phased arrays beams synthesis using neural network model*', WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS', WSEAS Transactions on Communications, Issue 3, Volume 4, March 2005, pp. 135-139, ISSN 1109-2742
4. Fadlallah Najib, Rammal Mohamad, Vaudon Patrick "A General synthesis Method for linear phased antenna array" Soumise Mai 2005- AEUE

## **Communications :**

1. M. Rammal, S. Abou Chahine, N. Fadlallah, Mars 2002, '*An improved FDTD Design of a wideband GSM patch antenna*', URSI (Egypt).
2. FADLALLAH Najib, RAMMAL Mohamad, VAUDON Patrick, '*Effects Of Mutual Coupling In Phased Arrays With Butler Network Feed*', ICECOM, 17<sup>th</sup> International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 1– 3 October 2003, Dubrovnik, Croatia.
3. M. KOUBEISSI, C. DECROZE, N. FADLALLAH, T. MONEDIERE, B. JECKO, '*Design of a new topology of butler matrices with broadside beam for multibeam antenna*' 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies, 31 May - 3 June 2005 ESA / ESTEC Noordwijk, The Netherlands

4. M. KOUBEISSI, C. DECROZE, N. FADLALLAH, T. MONEDIERE, B. JECKO, ' Conception d'une nouvelle topologie de matrice de Butler à faisceau axial pour réalisation d'une antenne multifaisceaux' XIVèmes Journées Nationales Microondes. Nantes Mai 2005.