

B.U.T. N° 427 / 97  
Ministère de l'Enseignement supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID-TLEMCEM

Institut d'Electronique

# THESE

DE MAGISTER

EN ELECTRONIQUE

Option : Signaux et Systèmes

**Présentée  
par**

M<sup>o</sup> MERIAH SIDI MOHAMED

THEME

**Synthèse de réseaux d'antennes imprimées  
à alimentation commutable**

*Soutenue en MARS 1997 devant la commission d'examen :*

Président :

**F. BEREKSI-REGUIG**

Directeur de thèse :

**F.T. BENDIMERAD**

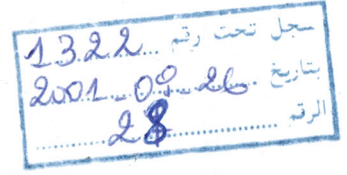
Examineurs :

**N. GHOUALI**

**M. FEHAM**

**M. KHELIF**

**N. BOUKLI-HACENE**



A mes parents,

A mon frère, sa femme et leur fils Kamel-Eddine,

A ma soeur, ma famille et à tous mes amis .

## REMERCIEMENTS



Ce travail a été effectué à l'Institut d'Electronique de l'Université ABOU-BEKR BELKAID-TLEMCEN.

Je voudrais remercier Monsieur F.T. BENDIMERAD, Maître de conférences à l'Université de TLEMCEN, qui a suivi et dirigé mes travaux de recherches, pour ses conseils, critiques et son soutien.

Que Monsieur F. BEREKSI-REGUIG, Maître de conférences à l'Université de TLEMCEN, soit remercié pour l'honneur qu'il me fait en étant président de ce jury.

Je tiens à remercier Monsieur N. GHOUALI, Maître de conférences à l'Université de TLEMCEN, pour ses précieux conseils, aussi d'avoir accepté d'examiner cette thèse.

Je remercie aussi Monsieur M. FEHAM, Monsieur M. KHELIF, et Monsieur N. BOUKLI-HACENE, Chargés de Cours à l'Université de TLEMCEN, pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail et en acceptant de faire partie du jury.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur B.YAGOUBI, de l'Institut d'Informatique, Université d'ORAN, pour sa disponibilité et ses conseils.

J'exprime ma profonde reconnaissance à mes amis F.GHAFFOUR et A. TABTI Ingénieurs en Génie Industriel de l'ENP et Monsieur S.MOKHTARI Etudiant en Post-Graduation à l'ENPS d'ALGER, pour leurs aide et soutien.

Enfin, à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

## RESUME

Le travail présenté dans ce mémoire se rapporte à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées à alimentation commutable. Le principe de fonctionnement de ce type de réseau consiste à alimenter uniformément une partie seulement de l'ensemble des sources élémentaires constituant un réseau régulier et ceci par simple commutation de chaque élément rayonnant du réseau. La reproduction de l'alimentation commutable impose alors une contrainte supplémentaire d'une loi d'alimentation binaire où le niveau haut d'alimentation codé par le chiffre 1 sera réservé à l'élément en service, et le niveau bas codé par le chiffre 0 à l'élément hors service.

Le problème de synthèse consiste à trouver la loi d'alimentation susceptible de produire un diagramme de rayonnement souhaité optimal (spécifié par un gabarit ou défini par une fonction).

La méthode de synthèse appliquée est une méthode de programmation mathématique dite méthode d'évaluation et séparation basée sur une recherche arborescente.

### Mots clés :

Antenne imprimée, réseau d'antennes, alimentation commutable, diagramme de rayonnement, analyse, synthèse, méthode du simplexe, méthode d'évaluation et séparation.

# SOMMAIRE

<b><u>INTRODUCTION GENERALE</u></b> .....	1
<b><u>CHAPITRE I: ANALYSE DES RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES</u></b>	
I.1. Introduction.....	4
I.2. La source rayonnante de base : l'Antenne Imprimée .....	6
I.2.1. L'antenne imprimée.....	6
I.2.2. Techniques d'alimentation.....	8
a. Alimentation par ligne coaxiale.....	8
b. Alimentation directe par ligne microruban.....	8
c. Alimentation par association d'une ligne coaxiale et d'une ligne microruban (structure « sandwich »).....	10
d. Alimentation par couplage à une ligne microruban.....	10
e. Alimentation à travers une ouverture pratiquée dans le plan de masse.....	12
I.2.3. Rayonnement d'une antenne imprimée.....	12
I.2.4. Modélisation du champ rayonné par une antenne imprimée.....	14
I.3. Champ rayonné par un réseau rectiligne en zone lointaine.....	17
I.4. Paramètres physiques et géométriques de réseau d'antennes.....	20
I.4.1. Lobes de réseau.....	20
I.4.2. Influence du couplage mutuelle sur le diagramme de rayonnement du réseau.....	22
I.4.3. Largeur à mi-puissance.....	25
I.4.4. Directivité et gain.....	26
I.4.5. Rôle de la directivité de la source.....	27
I.4.6. Bande passante.....	29
I.4.7. Pondération complexe d'alimentation .....	31
I.4.8. Nombre et répartition spatiale des sources.....	33
I.4.9. Le réseau bidimensionnel.....	35

## **CHAPITRE II: SYNTHESE DE RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES**

<b>II.1.</b> Introduction.....	41
<b>II.2.</b> Types du réseau d'antennes.....	42
<b>II.2.1.</b> Réseau périodique et régulier.....	42
<b>II.2.2.</b> Réseau non périodique.....	42
<b>II.3.</b> Méthodes analytiques de synthèse.....	43
<b>II.3.1.</b> Méthode de Woodward-Lawson.....	43
<b>II.3.2.</b> Méthode de Dolph.....	45
<b>II.3.3.</b> Méthode de Taylor.....	45
<b>II.4.</b> Structures et techniques d'alimentation.....	47
<b>II.4.1.</b> Introduction.....	47
<b>II.4.2.</b> Diviseurs de puissance.....	49
<b>II.4.3.</b> Présentation d'un système d'alimentation en arborescence.....	51
<b>II.4.3.1.</b> Diviseur par deux.....	51
<b>II.4.3.2.</b> Diviseur par trois.....	51
<b>II.4.3.3.</b> Structure semi-arborescente.....	53
<b>II.4.4.</b> Techniques d'alimentation.....	53
<b>II.4.4.1.</b> Techniques d'alimentation des réseaux linéaires.....	53
a. Alimentation en série.....	56
b. Alimentation en parallèle.....	57
<b>II.4.4.2.</b> Techniques d'alimentation des réseaux bidimensionnels.....	57

## **CHAPITRE III: RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES A ALIMENTATION**

### **COMMUTABLE**

<b>III.1.</b> Introduction.....	60
<b>III.2.</b> Synthèse de Réseau d'antennes imprimées à alimentation commutable.....	61
<b>III.2.1.</b> Formulation linéaire.....	63
<b>III.2.2.</b> Formulation non linéaire.....	63
<b>III.3.</b> Synthèse par la méthode du gradient conjugué.....	63

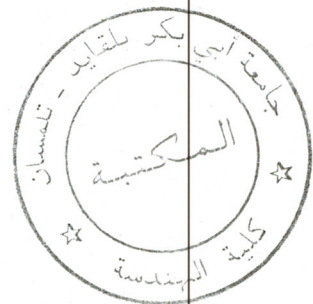
**CHAPITRE IV : APPLICATION DE LA METHODE DE PROGRAMMATION  
MATHEMATIQUE EN NOMBRE ENTIER**

IV.1. Introduction.....	71
IV.2. Présentation du logiciel GAMS.....	73
IV.3. Définitions.....	73
IV.4. Application de la programmation linéaire en nombre entier.....	75
IV.4.1. Synthèse par la méthode du simplexe.....	75
IV.4.2. Méthode heuristique (Pivot & Complement) .....	78
IV.4.3. Méthode d'évaluation et séparation (branch & bound).....	82
IV.5. Performances en fonction de la fréquence, le nombre de sources en service et l'espacement entre sources.....	84
IV.6. Choix du pas de réseau.....	88
IV.7. Réseau bidimensionnel.....	89
IV.8. Réseau bidimensionnel à déphasage.....	96
IV.8.1. Cas d'une alimentation par ligne coaxiale.....	98
IV.8.2. Cas d'une alimentation à trois dimensions.....	99
<b><u>CONCLUSION</u></b> .....	107
<b><u>BIBLIOGRAPHIE</u></b> .....	109
<b><u>ANNEXES</u></b> .....	114
ANNEXE I : L'ALGORITHME DU SIMPLEXE.....	114
ANNEXE II : PROBLEME UNIMODULAIRE.....	116
ANNEXE III : FREQUENCE DE RESONANCE DE L'ANTENNE IMPRIMEE.....	116

## **INTRODUCTION GENERALE**



## INTRODUCTION GENERALE



*Depuis les années trente, les antennes sont en continuelle évolution pour mieux répondre à des besoins d'utilisation de plus en plus difficiles à satisfaire. Cette évolution est rendue possible à la fois par une meilleure maîtrise du calcul des antennes et par l'apparition de la technologie photolithographique plane. La maîtrise de cette dernière a permis de mettre au point une nouvelle génération d'antennes : les antennes imprimées. Le faible poids et le faible encombrement de ces antennes permettent la miniaturisation des antennes en réseau, qui font l'objet à la fois de recherches théoriques, expérimentales et de développement technologique. Elles ont par ailleurs tendance à remplacer les antennes classiques dans plusieurs applications (télécommunications spatiales, communications avec les mobiles, contrôle du trafic routier, radar, etc.).*

*L'association en réseau de plusieurs éléments rayonnants imprimés permet outre une amélioration des performances, la réalisation de fonctions très particulières, parmi lesquelles nous pouvons citer : le pointage électronique du faisceau, le balayage électronique, la rejection de brouilleurs, la rejection adaptative, l'autoadaptativité, le contrôle du diagramme de directivité, le contrôle de la polarisation, la reproduction de diagrammes de rayonnement désirés et variés. Ce dernier point fera l'objet d'une étude détaillée. La reproduction de diagrammes de rayonnement variés est obtenue en agissant pour chacune des sources sur les trois paramètres : l'amplitude et la phase de l'alimentation et sur la position spatiale de l'élément rayonnant. Cependant, en pratique la reproduction de la loi d'alimentation en réseau d'alimentation nécessite des diviseurs en puissance et des déphaseurs assez précis et fiables. Pour réduire l'encombrement et le coût du réseau d'alimentation surtout dans le cas de grands réseaux, une synthèse de réseaux d'antennes imprimées par loi d'alimentation binaire dite aussi alimentation commutable est alors envisagée. D'une manière générale, la synthèse consiste à déterminer la loi d'alimentation des sources du réseau susceptible de produire un diagramme de rayonnement possédant certaines propriétés exigées à l'avance par l'utilisateur.*

*Le principe de fonctionnement du réseau d'antennes à alimentation commutable consiste à alimenter uniformément une partie seulement de l'ensemble des sources élémentaires constituant un réseau régulier et ceci par simple commutation de chaque élément rayonnant du réseau. Chacun des éléments peut être soit en service c'est à dire alimenté, soit hors service (non alimenté) ou absent. La reproduction de l'alimentation commutable impose alors une contrainte supplémentaire d'une loi d'alimentation binaire. En effet, le niveau haut d'alimentation codé par le chiffre 1 sera réservé à l'élément en service, et le niveau bas codé par le chiffre 0 à l'élément hors service. Il est donc important que la méthode de synthèse prenne en compte la contrainte d'alimentation binaire afin de mieux caractériser le fonctionnement de ce type de réseau d'antennes. Nous pouvons trouver, dans la littérature, plusieurs méthodes de synthèse, en passant par les méthodes analytiques telles que: la méthode de Woodward-Lawson, Dolph et Taylor [13,22-24] etc. , jusqu'aux méthodes numériques telles que: la méthode des moindres carrés, Gauss-Newton, gradient conjuguée [15,25-31] etc.. Malgré cette diversité de méthodes, il n'existe pas de méthodes efficaces pour résoudre convenablement le problème de synthèse posé par notre type de réseau d'antennes imprimées, ceci est dû principalement à la contrainte supplémentaire de la loi d'alimentation. Afin de répondre à ce besoin, nous allons appliquer les méthodes de programmation mathématique.*

*La première partie de cette étude, présentée dans le chapitre I et II, est consacrée à l'analyse du fonctionnement des réseaux d'antennes imprimées et à la synthèse des diagrammes de rayonnement. En considérant un réseau dont les sources sont des antennes imprimées rectangulaires, nous étudions dans le chapitre I l'influence de la géométrie et des paramètres physiques du réseau et de son alimentation sur le diagramme de rayonnement. Les diagrammes de rayonnements variés, obtenus en agissant pour chacune des sources sur trois paramètres: la position spatiale de l'élément, l'amplitude et la phase de l'alimentation, nous conduisent à aborder dans le chapitre II la synthèse de réseaux d'antennes.*

*Nous présentons ensuite un concept lié au réseau d'alimentation du réseau d'antennes imprimées, ceci nous conduit à une étude des répartiteurs de puissance et des différentes structures et techniques d'excitation dans un réseau linéaire ou plan.*

*Dans la deuxième partie, nous nous intéressons au réseau à alimentation commutable, présenté dans le chapitre III, où le problème de synthèse provient de deux formulations différentes. La première formulation correspond à un problème linéaire par action sur*

*l'amplitude de l'excitation complexe. La synthèse consiste à trouver la loi d'alimentation de l'ensemble des éléments rayonnants sachant que l'amplitude de chaque élément rayonnant est astreinte à deux valeurs normalisées égales à 0 ou 1. La deuxième formulation correspond à un problème non linéaire par action sur la répartition spatiale des éléments rayonnants. Le problème de synthèse se ramène dans ce cas à une recherche du vecteur position des éléments en service, une contrainte en nombre entier sur la solution est alors posée.*

*Dans ce même chapitre, nous présentons une étude par répartition spatiale, qui a été appliquée par [BENDIMERAD, 15], tout en relevant la difficulté qu'on peut rencontrer lors de l'application des méthodes numériques.*

*Nous proposons au chapitre IV une synthèse par application des méthodes de programmation mathématique. Le problème de synthèse consiste à déterminer, pour une formulation linéaire, le vecteur amplitude d'excitation des sources rayonnantes qui permettent d'approcher le diagramme de directivité désiré optimal, défini par un gabarit sectoriel, la loi de phase étant supposée uniforme. Notre étude a été étendue pour le cas de réseaux bidimensionnels.*

*Dans ce même chapitre, nous proposons une étude d'un réseau tridimensionnel pseudo-commutable où la loi de phase est linéaire en fonction de la position spatiale des éléments. Le réseau global est obtenu par association de sous-réseaux.*

**CHAPITRE I**

***ANALYSE DES RESEAUX D'ANTENNES  
IMPRIMEES***

- CHAPITRE I -

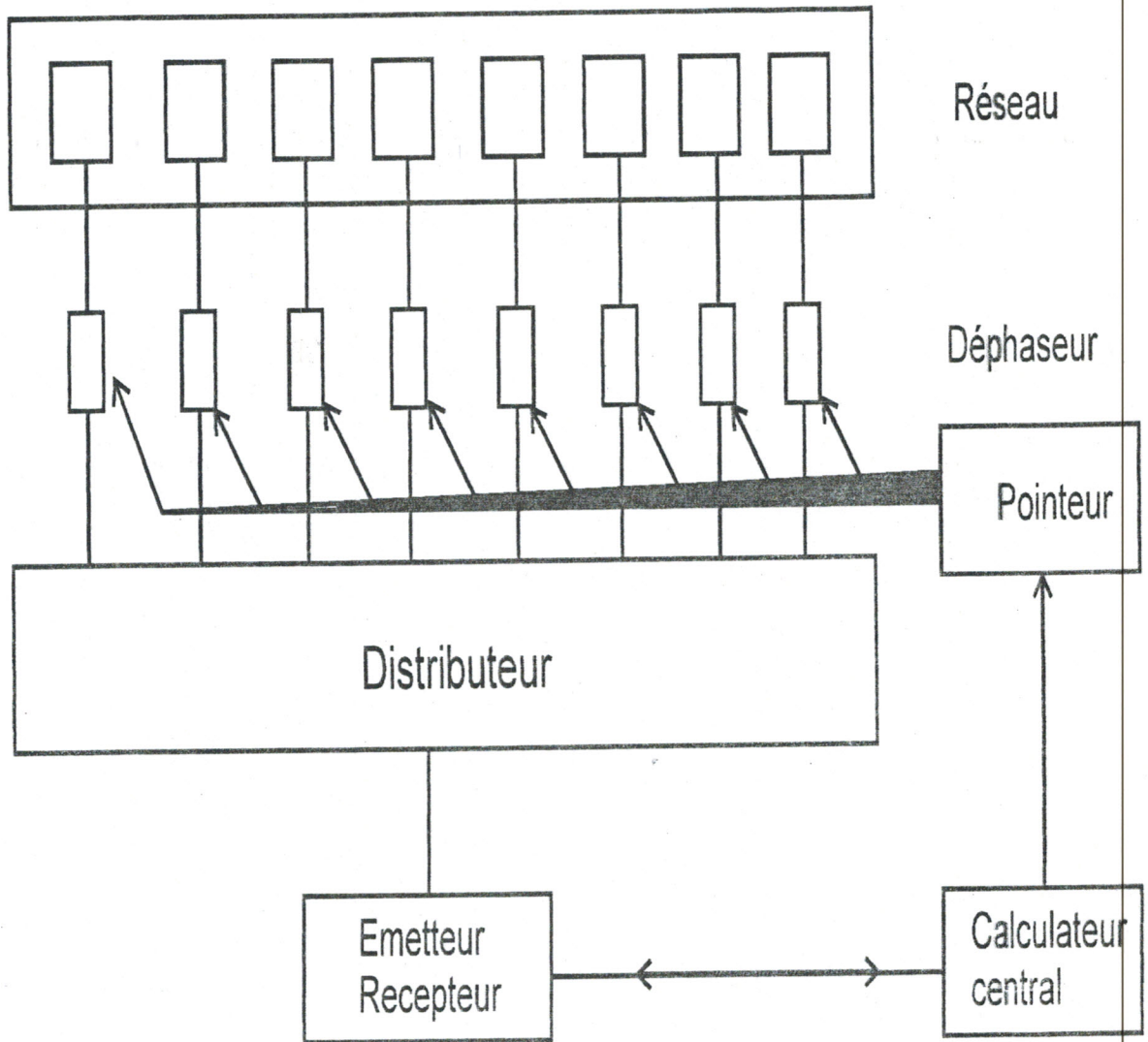
ANALYSE DES RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES

I.1. INTRODUCTION

Les liaisons hertziennes, les communications par satellites et les radars utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs fonctionnant dans le domaine des micro-ondes (1Ghz à 35 Ghz), celles-ci ont de grandes qualités : bon rendement, grande pureté de polarisation, utilisation possible du réflecteur sur une très large bande. Mais leur encombrement et leur poids deviennent de graves inconvénients dès lors que ces antennes doivent se déplacer, par exemple pour changer leur direction de pointage (direction d'émission ou de réception) avec des moyens mécaniques peu rapides. L'introduction d'antennes réseaux, constituées d'un grand nombre de sources (de quelque unités à quelque milliers) permet de modifier la direction de pointage par voie électronique, il suffit pour cela d'agir convenablement, par l'intermédiaire d'un dispositif appelé réseau d'alimentation, sur l'amplitude et la phase de chacune des sources [1].

Le réseau d'alimentation est constitué d'une part d'un distributeur ou répartiteur qui distribue la puissance entre les différentes sources selon une loi en amplitude définie, et d'autre part d'un ensemble de déphaseurs qui agissent sur la phase de chacune des sources de réseau (figure I.1).

Dans ce chapitre, on modélisera la source rayonnante par une antenne imprimée de forme rectangulaire [2-4]. Nous traiterons l'analyse des réseaux rectilignes ou linéaires (unidimensionnels) d'antennes en indiquant les principes généraux de rayonnement des réseaux [5-9]. Une partie de ce chapitre sera consacrée à l'influence



**Figure I-1:** Structure générale d'un réseau à déphasage.

de la géométrie et des paramètres physiques du réseau et de son alimentation. Enfin, l'étude du réseau rectiligne sera étendue au réseau plan.

## I.2. LA SOURCE RAYONNANTE DE BASE : L'ANTENNE IMPRIMEE

### I.2.1 L'ANTENNE IMPRIMEE

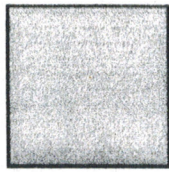
Proposée par Deschamps en 1953 [10], l'antenne imprimée n'a pu être réalisée qu'en 1970 par Howell [11] et Munson [12]. Elle est constituée par un dépôt métallique sur un substrat à faibles pertes, elle se comporte approximativement comme un résonateur électromagnétique cylindrique dont l'une des faces est l'élément rayonnant, l'autre face est un plan de masse complètement métallisé. Ce modèle très simplifié appelé modèle de la cavité, permet de comprendre que les antennes imprimées sur un substrat peu épais se comportent comme des résonateurs et ont donc une bande passante étroite (de l'ordre de quelques pour-cent).

L'antenne est caractérisée par la permittivité relative du diélectrique ( $\epsilon_r \leq 10$ ), par l'épaisseur de celui-ci (qui doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre) et par les dimensions de l'élément rayonnant. Les éléments rayonnants les plus utilisés ont des formes simples: dipôle, rectangle, disque, triangle, etc. (figures I.2 et I.3). La forme rectangulaire est la plus utilisée avec des dimensions adaptées à la fréquence à transmettre. Elle permet de déterminer aisément les modes de résonance en fonction de la position du point d'alimentation.

Les avantages présentés par les antennes imprimées par rapport aux antennes conventionnelles micro-ondes sont les suivants:

- elles sont plus légères et beaucoup moins encombrantes, des substrats flexibles les rendent particulièrement adaptables aux engins mobiles (satellite, avion, bateau, etc.),

- les éléments rayonnants peuvent être associés à des composants actifs ou passifs tels que : amplificateur, modulateur, déphaseur; ces composants peuvent être déposés sur le même substrat que l'antenne,



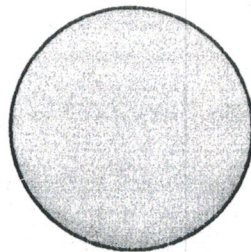
Carré



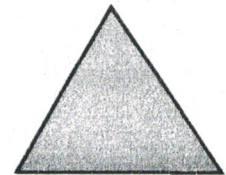
Rectangle



Dipôle

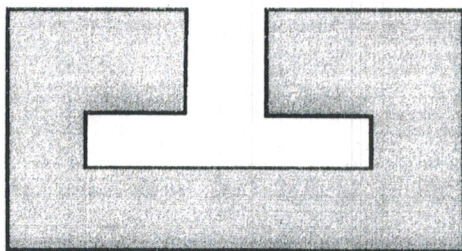


Disque

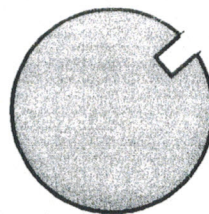


Triangle

**Figure I-2 :** Eléments rayonnants de formes simples.



Dipôle replié



Disque avec encoche



Carré avec coin coupé

**Figure I-3 :** Eléments rayonnants de formes particulières.



- possibilité de polarisation linéairement ou circulairement des éléments rayonnants par simple changement de la position d'excitation.

Cependant, ces antennes ont quelques inconvénients :

- un rendement et un gain plus faibles qui résultent de la concentration des champs dans le substrat diélectrique, néanmoins, leur faible encombrement permet d'y remédier en utilisant un grand nombre d'éléments dans un réseau, ce qui fait augmenter le gain,

- les possibilités d'excitations d'ondes de surface qui entraînent des couplages parasites entre éléments du réseau, ce qui complique considérablement le modelage du diagramme de rayonnement. Toutefois, une condition sur le pas du réseau ( $\text{pas} \leq 0.5\lambda$ ) permet d'éviter un tel problème.

### **1.2.2 TECHNIQUES D'ALIMENTATION**

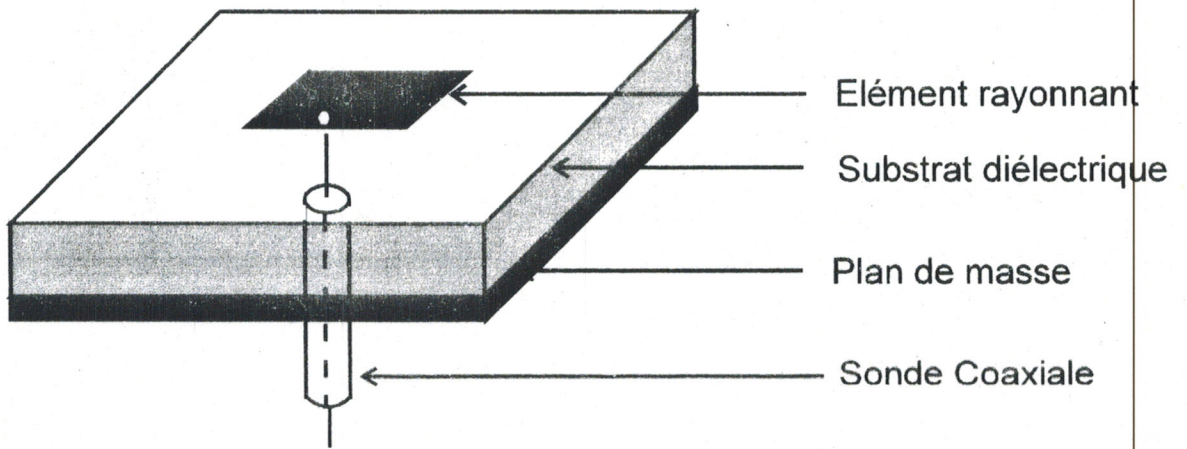
L'alimentation d'une source rayonnante se fait généralement en technologie coaxiale ou microruban. Différentes techniques peuvent être utilisées, nous citons quelques géométries, parmi les plus utilisées:

#### **a) Alimentation par ligne coaxiale**

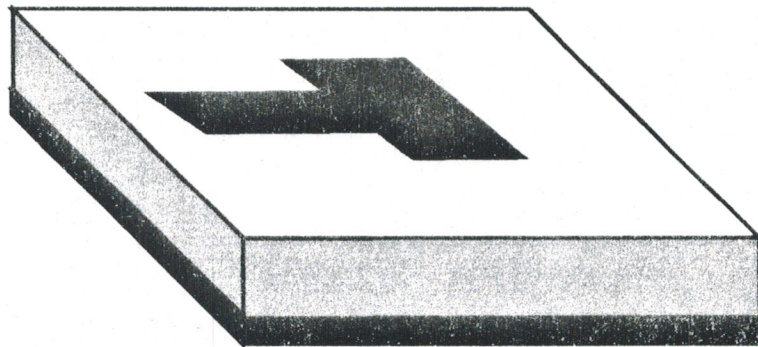
Le conducteur central d'un coaxial traverse le plan de masse et le diélectrique, il est directement soudé à l'élément rayonnant (figure I.4).

#### **b) Alimentation directe par ligne microruban**

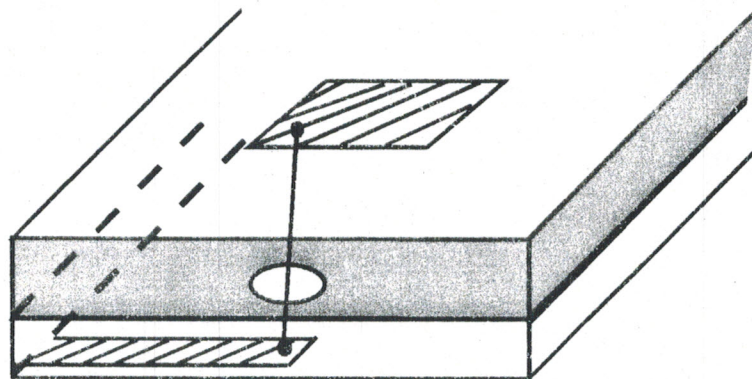
L'élément rayonnant et la ligne microruban d'alimentation sont imprimés sur le même substrat (figure I.5). Cette technologie est très employée en raison de sa



**Figure I-4 :** Alimentation par ligne coaxiale.



**Figure I-5 :** Alimentation directe par ligne microruban.



**Figure I-6 :** Structure de type « sandwich ».

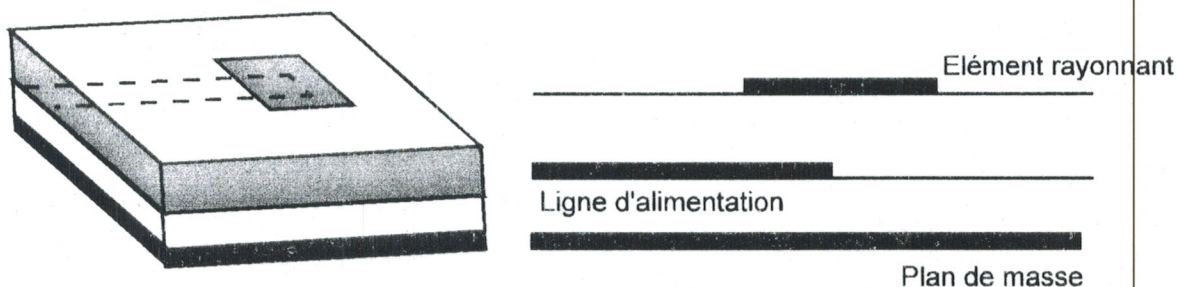
simplicité. Mais elle est mal adaptée à une alimentation indépendante de chaque élément. De plus, elle s'accompagne d'un rayonnement parasite dû aux lignes d'alimentation.

c) **Alimentation par association d'une ligne coaxiale et d'une ligne microruban (structure sandwich)**

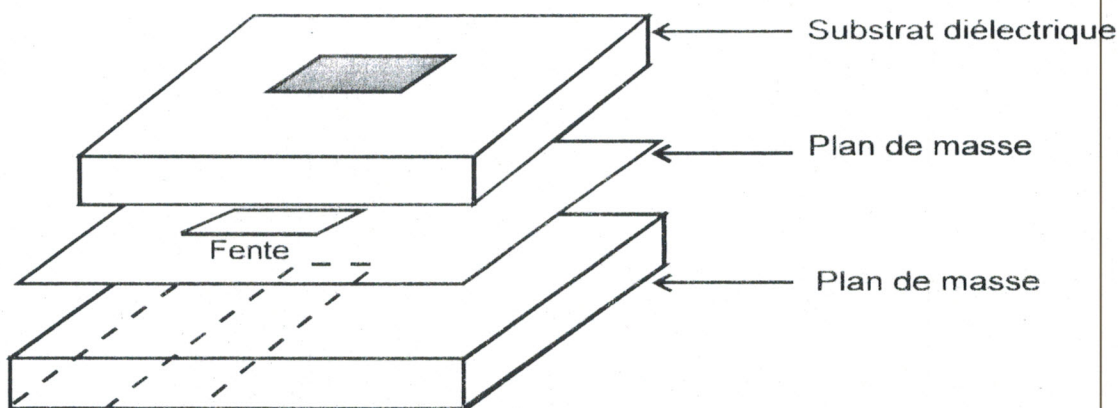
Une variante mieux adaptée aux techniques de circuits imprimés est mise en oeuvre dans la structure de type sandwich (figure I.6) pour laquelle les éléments rayonnants et les lignes d'alimentation microruban sont situés de part et d'autre du plan de masse et reliés par une tige métallique jouant le rôle du conducteur central d'une ligne coaxiale. Cette technique est bien adaptée à une excitation indépendante de chaque élément. Elle pose cependant des problèmes technologiques lors de la réalisation de réseaux, en raison des percements du substrat et des soudures sur chaque élément rayonnant.

d) **Alimentation par couplage à une ligne microruban**

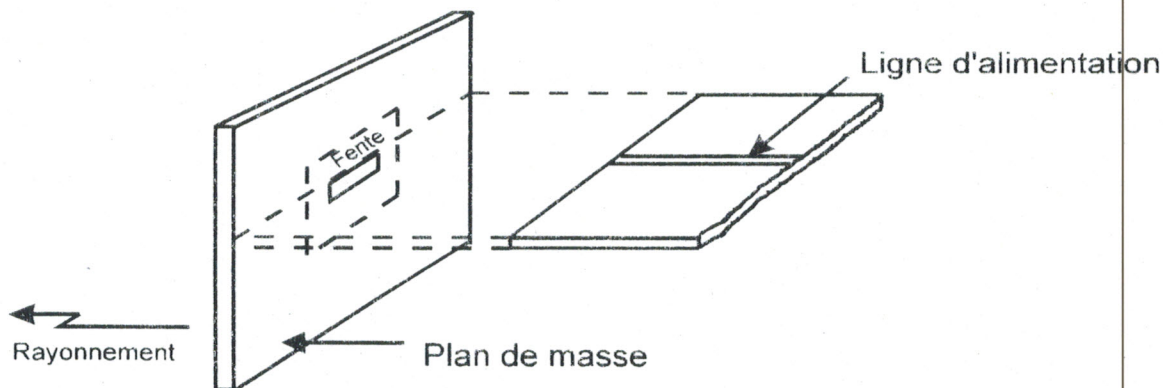
La ligne microruban et l'élément rayonnant sont placés au dessus du plan de masse mais ne sont plus en contact (figure I.7). L'excitation se fait par couplage électromagnétique. Cette géométrie a l'avantage de séparer la réalisation du réseau d'alimentation de celle des éléments rayonnants. Mais elle présente les mêmes inconvénients que l'alimentation directe par ligne microruban, d'où une difficulté de l'excitation individuelle de chaque élément rayonnant et un rayonnement parasite dû aux lignes d'alimentation.



**Figure I-7 :** Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microruban.



**Figure I-8 :** Alimentation par couplage à travers une ouverture pratiquée dans le plan de masse.



**Figure I-9 :** Alimentation à trois dimensions.

**e) Alimentation à travers une ouverture pratiquée dans le plan de masse**

On trouve deux techniques d'excitation :

- 1) L'élément rayonnant et le circuit microruban d'alimentation sont placés de part et d'autre du plan de masse (figure I.8), (structure type sandwich).
- 2) Le circuit d'alimentation est placé perpendiculairement au plan de masse (figure I.9), (structure à trois dimensions).

Une ouverture pratiquée dans le plan de masse permet l'excitation de l'antenne. Cette technologie a pour avantage d'éviter le percement des substrats.

Toutes ces géométries d'alimentation permettent la réalisation de réseaux ordinaires, mais pour des réseaux à balayage électronique intégrant dans les circuits d'alimentation des composants actifs, les structures de type sandwich et à trois dimensions paraissent les mieux adaptées.

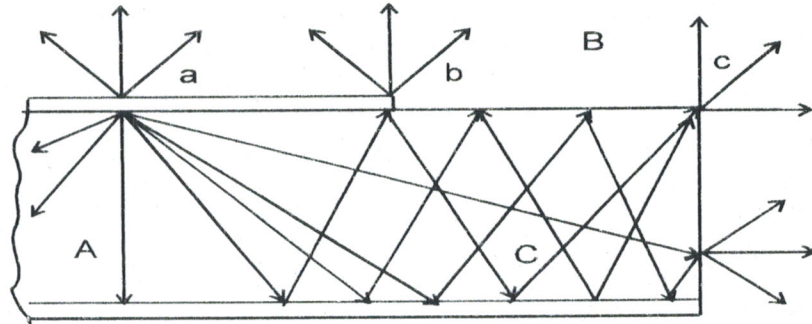
**1.2.3 RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE IMPRIMÉE**

Pour comprendre le mécanisme du rayonnement d'une antenne imprimée, considérons le modèle très simplifié de la figure I.10. La méthode des rayons donne une illustration simple des phénomènes dont l'antenne imprimée est le siège.

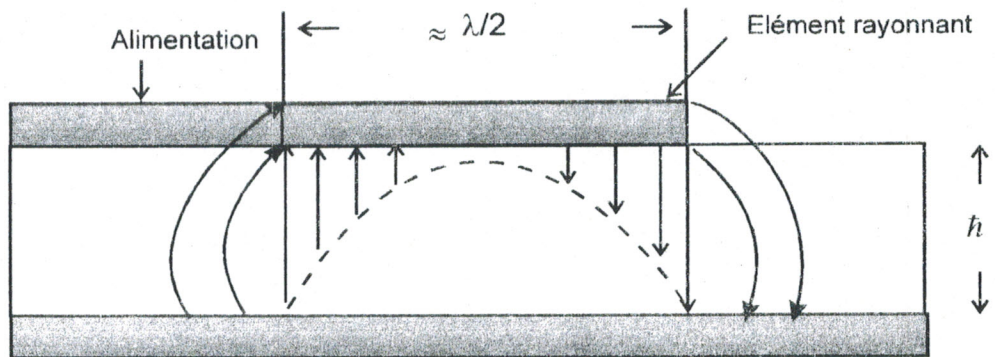
Au point (a) du conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle qui rayonne dans toutes les directions. Une partie du signal est émise et réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arête du conducteur (point b) qui les diffracte.

Cette figure peut être divisée en trois régions distinctes:

A- Dans le substrat, entre les deux plans conducteurs, les rayons sont le plus concentrés. Le champ électromagnétique se concentre dans cette région du substrat.



**Figure I-10 :** Représentation optique du mécanisme de rayonnement d'une antenne imprimée.



**Figure I-11 :** Configuration du champ électrique de l'antenne.

C'est en basse fréquence que les champs restent surtout concentrées dans cette région. Il y a alors propagation sans rayonnement.

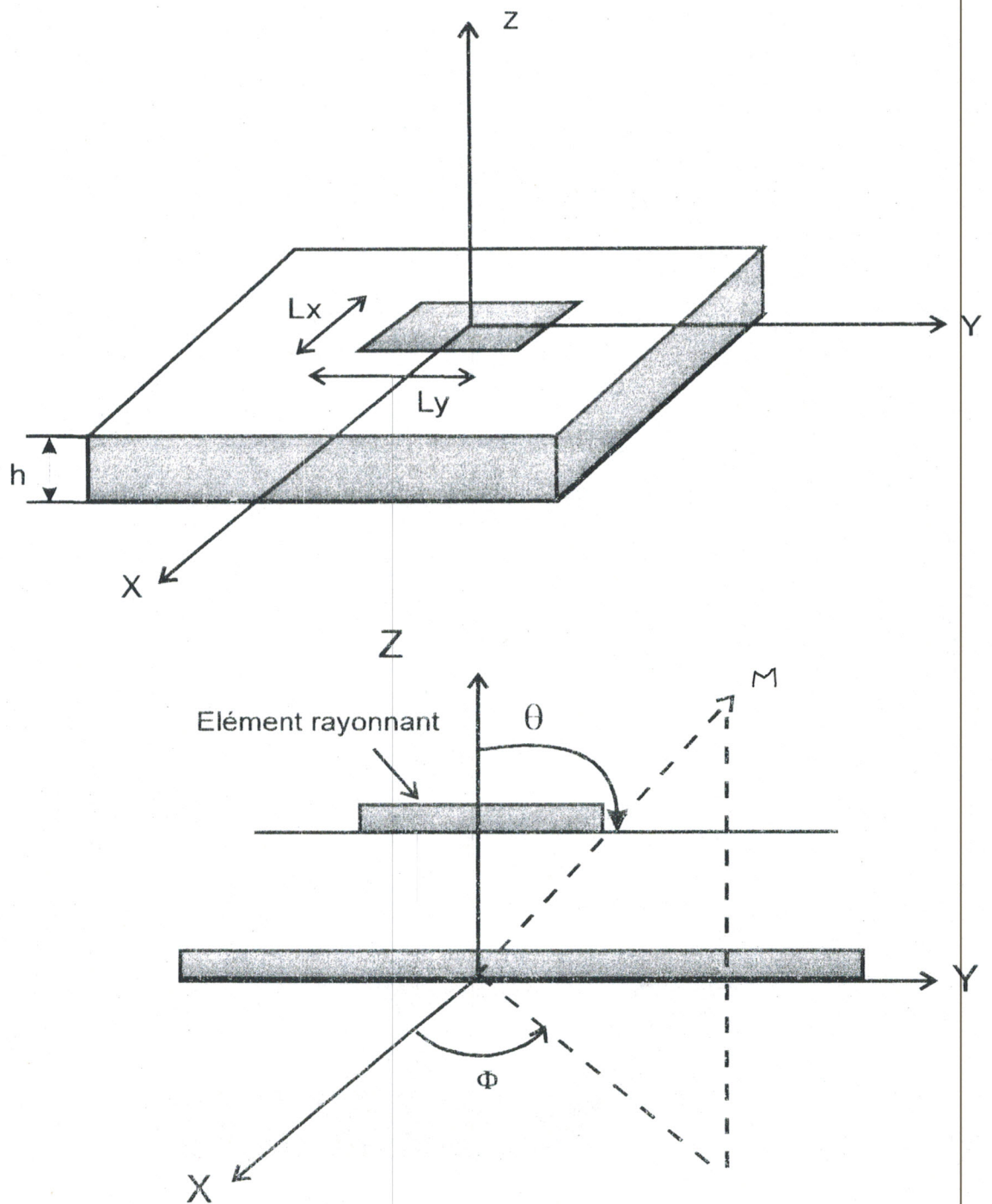
B- Dans l'air, au dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace, ce rayonnement est dû principalement aux effets de bord du conducteur et le plan de masse et aux discontinuités dans le microruban (variations brusques de courbure, de largeur ou d'épaisseur), qui induisent un rayonnement dans la zone de discontinuité. Le rayonnement paraît alors être émis par le voisinage immédiat des arêtes. Néanmoins, une importante concentration des champs reste entre les deux conducteurs (figure I.10). Le rendement d'une antenne reste de ce fait assez modeste.

C- Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidente rasante, et reste piégés à l'intérieur du diélectrique. Quand cette onde atteint le bord du substrat (point c), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite. Dans le cas d'un réseau, l'onde de surface crée un couplage entre les éléments et le diagramme de rayonnement peut être alors perturbé notamment au niveau des lobes secondaires.

Pour une antenne de forme rectangulaire, les champs aux extrémités du conducteur supérieur se décompose en composantes normales et tangentielles par rapport au plan de masse (figure I.11). Lorsque la longueur de l'élément rayonnant est approximativement un multiple de la demi-longueur d'onde, les composantes normales aux deux extrémités de l'élément sont en opposition de phase, et il en résulte un champ rayonné maximal dans la direction normale au plan de l'antenne. L'antenne sera d'autant plus rayonnante que les pertes dans le conducteur, dans le diélectrique et par désadaptation seront faibles.

#### **1.2.4 MODELISATION DU CHAMP RAYONNE PAR UNE ANTENNE IMPRIMEE**

La source rayonnante de base est représentée par la figure I.12. L'antenne alimentée en un point sur la diagonale, est placée à l'origine d'un système de coordonnées sphériques  $(r, \theta, \phi)$ . A grande distance, au point M de l'espace, le champ



**Figure I-12 :** Source rayonnante de base :  
L'antenne imprimée rectangulaire.



induit par la source (assimilée à une ouverture), est situé dans le plan  $(U_\theta, U_\phi)$ , il s'exprime par :

$$\vec{E}(M) = E_\theta(\theta, \phi) \vec{U}_\theta + E_\phi(\theta, \phi) \vec{U}_\phi \quad (I-1)$$

L'antenne imprimée est alimentée par une sonde coaxiale, située soit en un coin, soit sur la diagonale. L'onde rayonnée est polarisée linéairement. Cette technique d'alimentation correspond au cas pratique, elle permet de placer le plan E à  $\phi = 45^\circ$  et le plan H à  $\phi = 135^\circ$ . Ces plans de rayonnement correspondent à ceux pour lesquels on a respectivement une annulation de  $E_\phi(\theta, \phi)$  avec  $E_\theta(\theta, \phi)$  maximal et de  $E_\theta(\theta, \phi)$  avec  $E_\phi(\theta, \phi)$  maximal.

La modélisation du champ rayonné par une antenne imprimée consiste à établir des expressions analytiques des champs  $E_\theta$  et  $E_\phi$ . Nous avons utilisé pour notre étude le modèle décrit par Damiano[20], appliqué aux antennes imprimées de forme rectangulaire. Pour une antenne réalisée, sur un diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r$ , de tangente de perte  $\text{tg}\delta$  et excitée à la fréquence  $w/2\pi$ , le champ lointain rayonné sera ainsi donné par les relations suivantes:

$$E_\theta(\theta, \phi) = F(\theta) [\cos\phi \cdot J_x(\theta, \phi) + \sin\phi \cdot J_y(\theta, \phi)] \quad (I-2)$$

$$E_\phi(\theta, \phi) = G(\theta) [-\sin\phi \cdot J_x(\theta, \phi) + \cos\phi \cdot J_y(\theta, \phi)] \quad (I-3)$$

$$F(\theta) = \frac{-jw\mu_0 T \cos\theta}{T - j\epsilon_r \cos\theta \cot g(k_0 Th)} \quad (I-4)$$

$$G(\theta) = \frac{-jw\mu_0 \cos\theta}{\cos\theta - jT \cot g(k_0 Th)} \quad (I-5)$$

$$J_x = L_x L_y I_1 \frac{\sin(k_0 L_x \sin \theta \sin \phi / 2)}{k_0 L_y \sin \theta \sin \phi / 2} \cdot \frac{2\pi \cos(k_0 L_x \sin \theta \cos \phi / 2)}{\pi^2 - (k_0 L_x \sin \theta \cos \phi)^2} \quad (I-6)$$

$$J_y = L_x L_y I_2 \frac{\sin(k_0 L_y \sin \theta \cos \phi / 2)}{k_0 L_x \sin \theta \cos \phi / 2} \cdot \frac{2\pi \cos(k_0 L_y \sin \theta \sin \phi / 2)}{\pi^2 - (k_0 L_y \sin \theta \sin \phi)^2} \quad (I-7)$$

$$T = [\epsilon_r (1 - j \operatorname{tg} \delta) - \sin^2 \theta]^{1/2} \quad (I-8)$$

où  $J_x$  et  $J_y$  sont les courants de surface du microruban.

$\mu_0$  : perméabilité dans le vide.

$k_0$  : nombre d'onde.

$L_x$  : longueur de l'antenne.

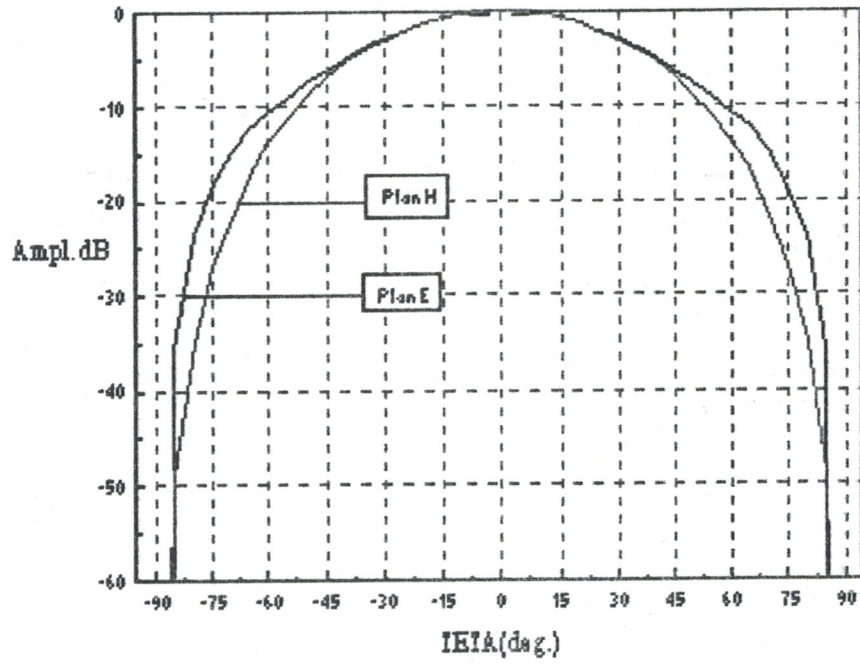
$L_y$  : largeur de l'antenne.

L'expression du champ ainsi rayonné ne dépend pas directement de la position du point d'alimentation, par contre, elle dépend du courant du microruban. Et celui-ci, est fixé d'après cette position.

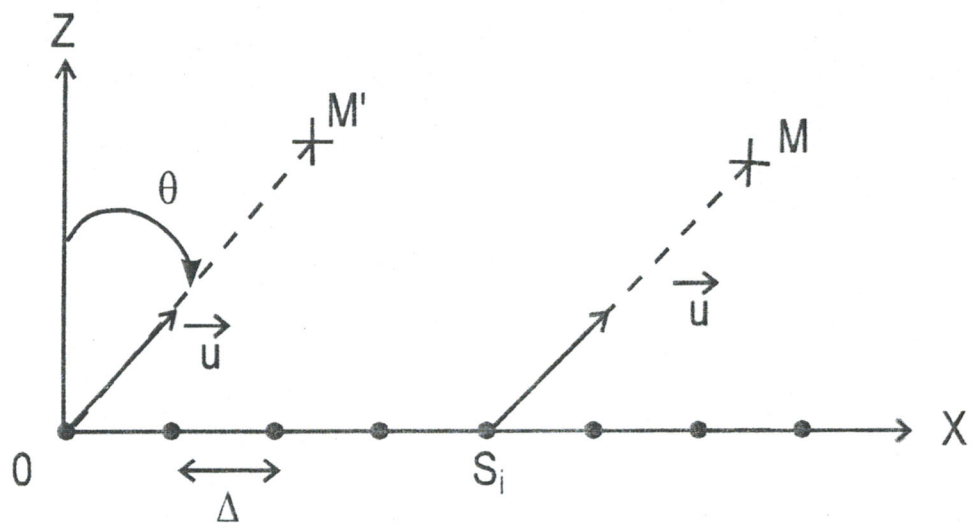
Sur la figure I-13, on représente les diagrammes approchés de l'antenne imprimée rectangulaire dans les deux principaux plan E et H, le substrat utilisé d'épaisseur 0.159cm et de type verre-téflon ( $\epsilon_r = 2.55$  ;  $\operatorname{tg} \delta = 0.002$ ).

### **I-3 CHAMP RAYONNE PAR UN RESEAU RECTILIGNE EN ZONE LOINTAINE**

Considérons  $N$  sources élémentaires dont les centres de phase  $S_i$  sont disposés régulièrement sur un axe OX (figure I-14), deux centres de phases voisins sont distants d'un pas  $\Delta$  appelé pas du réseau. Ce pas a une influence importante sur le rayonnement du réseau. Admettons que tous les éléments rayonnants possèdent le



**Figure I-13:** Diagrammes de rayonnement d'une antenne imprimée rectangulaire ( plans E et H ).



**Figure I-14 :** réseau unidimensionnel

même diagramme de rayonnement  $f(\theta)$ . Le diagramme global du réseau sera le résultat de la combinaison des rayonnements des sources élémentaires, compte tenu de leurs amplitudes complexes d'alimentation  $W_i$  et de leurs positions spatiales.

En appliquant le principe de superposition des diagrammes, en un point  $M$  de l'espace, une source d'ordre  $i$  rayonne dans sa zone de rayonnement lointain, un champ[13-14]:

$$E_i(M) = f(\theta) \frac{W_i}{|S_i M|} \exp(-jk_0 |S_i M|) \quad (I-9)$$

$$W_i = A_i \exp(j\phi_i) \quad (I-10)$$

Le champ total rayonné par le réseau est la somme de tous ces champs élémentaires :

$$E(M) = \sum_{i=0}^{N-1} E_i(M) \quad (I-11)$$

D'où :

$$E(M) = \sum_{i=0}^{N-1} f(\theta) \frac{W_i}{|S_i M|} \exp(-jk_0 |S_i M|) \quad (I-12)$$

$M$  étant en zone lointaine, les dimensions de l'antenne sont négligeables devant  $OM$ .

Dans ces conditions, deux approximations sont alors effectuées :

La première sur le terme d'amplitude :  $|S_i M| = OM = R$

La deuxième dans le terme de phase :  $S_i M = OM - OS_i \sin\theta = R - OS_i \sin\theta$

Donc:

$$E(M) = \frac{\exp(-jk_0 R)}{R} f(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} W_i \exp(jk_0 OS_i \sin\theta) \quad (I-13)$$

Le diagramme de rayonnement d'un tel réseau est donné par :

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} W_i \exp(jk_0 i \Delta \sin \theta) \quad (\text{I-14})$$

$$F(\theta) = f(\theta) \cdot F_R \quad (\text{I-15})$$

$F_R$  est un scalaire, fonction propre du réseau, appelé facteur de réseau. Il dépend de la géométrie du réseau (position spatiale) et de la loi d'excitation ( $W_i$  des  $N$  sources).

On peut faire l'analogie avec une transformée de Fourier en posant:

$\tau = \sin \theta$  : paramètre angulaire.

$\delta\mu = \Delta / \lambda$  : pas réduit.

Le facteur de réseau s'écrit alors :

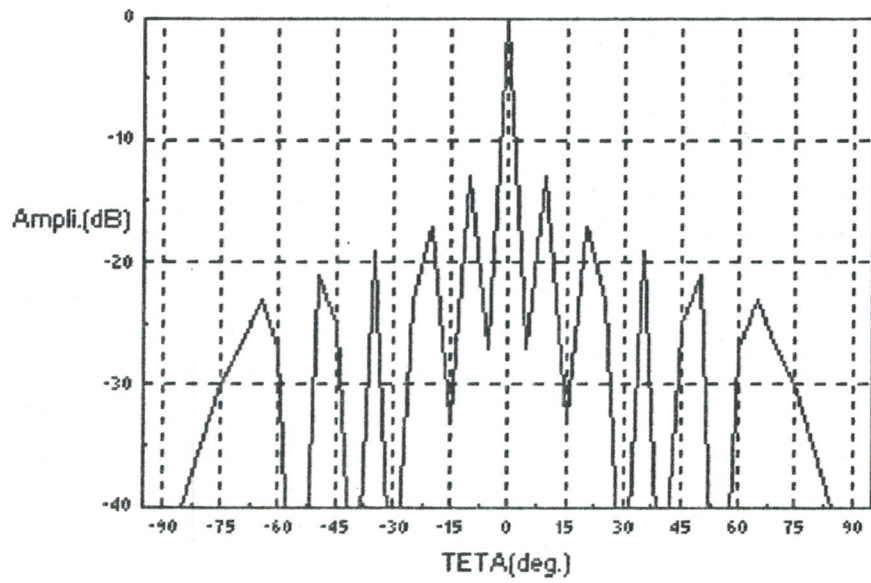
$$F_R(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} W_i \exp(j2\pi \cdot i \cdot \delta\mu \cdot \tau) \quad (\text{I-16})$$

Sous cette forme, on remarque que le facteur de réseau possède un spectre de Fourier constitué par l'ensemble des coefficients  $W_i$ . La figure I-15 représente le facteur de réseau d'un réseau d'antennes à 12 éléments (alimentation équi-amplitude et équiphase:  $W_i = 1 \quad \forall i$ ). La forme connue en  $\sin X / X$  est retrouvée avec de nombreux lobes secondaires.

#### **I.4. PARAMETRES PHYSIQUES ET GEOMETRIQUES DE RESEAU D'ANTENNE**

##### **I.4.1. LOBES DE RESEAU**

L'analyse de la formule (I-16) montre le caractère périodique de la fonction  $F_R(\tau)$ , ce qui entraîne l'apparition de lobes de rayonnement maximum, appelés lobes de réseau ou lobes d'ambiguïté, d'écartement :



**Figure I-15:** Facteur de réseau d'un réseau  
d'antennes à 12 éléments

$$\partial\tau = \frac{1}{\partial\mu} = \frac{\lambda}{\Delta} \quad ? \quad (I-17)$$

Le diagramme de rayonnement comporte alors plusieurs directions de rayonnement maximal, il s'ensuit une dispersion de l'énergie dans l'espace, une baisse de la puissance rayonnée par le lobe principal et une ambiguïté dans la direction du signal utile. Pour éviter l'apparition de ces lobes (souvent indésirables) dans le domaine réel ou visible à explorer ( $|\tau| < 1$ ), il est nécessaire de choisir un pas de réseau tel que [ 14] :

$$\frac{\Delta}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + \sin\theta_{\max}} \quad (I-18)$$

avec  $\theta_{\max}$  : semi ouverture angulaire du domaine à explorer.

A cette condition l'énergie ne se disperse pas inutilement. Cependant, divers problèmes peuvent surgir, principalement le phénomène du couplage mutuel .

#### **I.4.2. INFLUENCE DU COUPLAGE MUTUEL SUR LE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DU RESEAU [17-20]**

Un des principaux problèmes dans la conception des réseaux d'antennes est l'existence du couplage mutuel entre les éléments rayonnants. En effet, tout changement de la phase d'excitation des éléments rayonnants entraîne une modification des impédances mutuelles. Cet effet complique considérablement les calculs du réseau d'autant que l'impédance propre de chaque antenne élémentaire varie inévitablement en entraînant des désadaptations importantes.

Le couplage entre deux éléments d'une antenne réseau imprimée est exprimé par le paramètre  $S_{12}$  d'après la relation fondamentale [18] :

$$[S] = [Z + Z_c]^{-1} [Z - Z_c] \quad (I-19)$$

$$\text{avec : } Z = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix}, \quad Z_c = \begin{pmatrix} z_c & 0 \\ 0 & z_c \end{pmatrix}$$

Comme les deux antennes sont identiques ( $Z_{11}=Z_{22}$ ) et compte tenu de la réciprocité du couplage ( $Z_{12}=Z_{21}$ ), le paramètre  $S_{12}$  peut être donné par la formule suivante :

$$S_{12} = \frac{2Z_c Z_{12}}{(Z_c + Z_{11})^2 - (Z_{12})^2} \quad (I-20)$$

où  $Z_c$  est l'impédance caractéristique des lignes d'alimentations.

$Z_{11}(Z_{22})$  est l'impédance propre de l'élément 1 (l'élément 2).

Le facteur de couplage s'écrit alors :

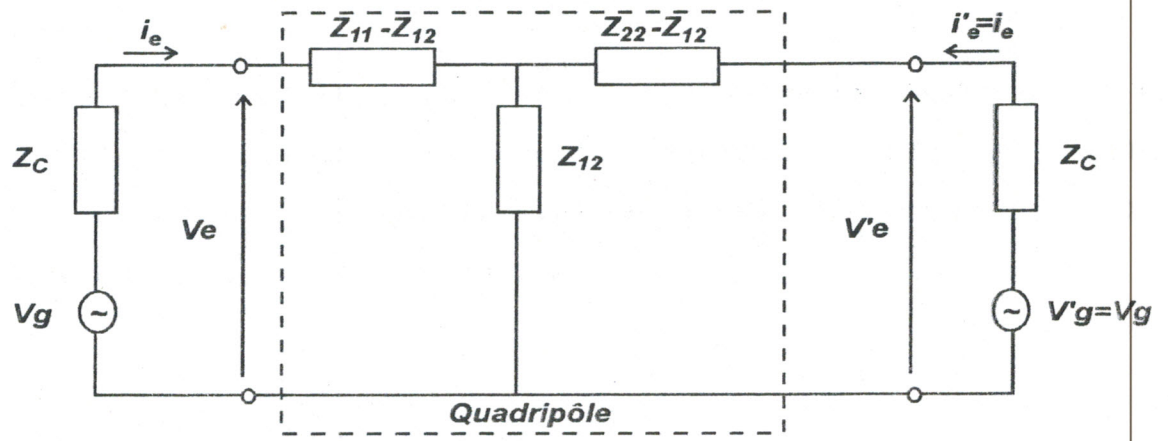
$$C_{\text{couplage}} = 20 \log_{10} |S_{12}| \quad (I-21)$$

#### -Calcul de l'impédance d'entrée du réseau :

Le calcul de l'impédance d'entrée, compte tenu de l'effet de couplage, est immédiat et réalisé par les étapes de calcul suivantes:

- 1- On détermine l'impédance mutuelle  $Z_{12}$ .
- 2- On évalue les impédances propre  $Z_{ii}$  des éléments rayonnants.
- 3- Compte tenu de la réciprocité du couplage mutuel, on aura  $Z_{12}=Z_{21}$  et on obtient un quadripôle au sens des circuits électriques, équivalent à une antenne à deux éléments. Ce modèle nous permet de calculer l'impédance d'entrée d'un élément rayonnant quand l'autre est branché sur l'impédance de charge adapté  $Z_c$  (généralement égale à  $50\Omega$ ).





**Figure I-16 :** Circuit électrique équivalent à une antenne imprimées à deux éléments.

faible, à cause du diagramme de rayonnement propre de chaque source. Ce sont des régions qui ne sont pas explorées en pratique

#### **I.4.4. DIRECTIVITE ET GAIN**

La directivité permet d'évaluer la fraction de puissance rayonnée dans une direction particulière. Une directivité élevée signifie que l'énergie ou le rayonnement est pour sa plus grande part concentré dans une direction donnée. Elle s'écrit :

$$D(\bar{u}) = \frac{P(\bar{u})}{\frac{1}{4\pi} \int p(\bar{u}) d\bar{u}} \quad (\text{I-25})$$

$P(u)$  est la densité de puissance rayonné par unité d'angle solide dans la direction  $u$ . Si  $\sigma$  est le rendement du réseau (rapport de la puissance rayonnée sur la puissance fournie), le gain est lié à la directivité par :

$$G(\bar{u}) = \sigma D(\bar{u}) \quad (\text{I-26})$$

Pour un réseau sans pertes (pertes par désadaptation dues aux couplages entre sources), le gain s'identifie à la directivité ( $\sigma = 1$ ). Dans un cas particulier où toutes les sources sont en phase et espacées d'un pas multiple de  $\lambda/2$ , la directivité devient [15] :

$$D = \frac{\left[ \sum_{i=1}^N A_i \right]^2}{\sum_{i=1}^N A_i^2} \quad (\text{I-27})$$

Dans le cas où les éléments du réseau sont alimentés avec la même amplitude, la directivité s'identifie au nombre  $N$  d'éléments. Notons que cette directivité, dans le cas particulier ne peut être augmentée indéfiniment en augmentant  $N$ . En effet, cette

formule n'est valable que pour un réseau de taille limitée et pour des sources non couplées. Cette dernière condition impose un écartement minimal entre deux sources voisines. Lorsqu'un réseau fini de N antennes atteint une directivité supérieure à N, ce réseau est dit superdirectif.

#### **I.4.5. ROLE DE LA DIRECTIVITE DE LA SOURCE**

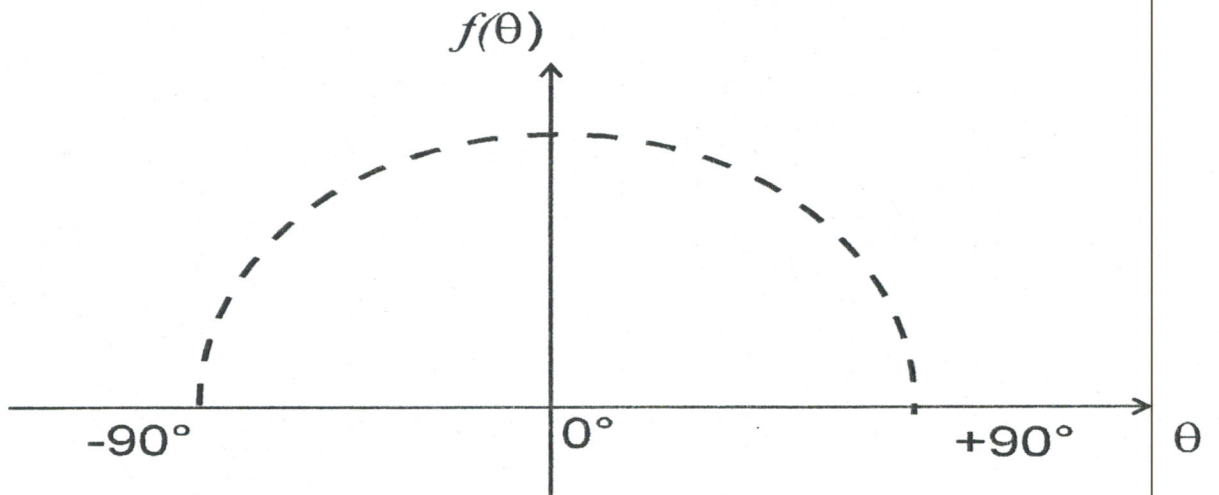
L'étude du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes nous conduit à l'étude du produit du diagramme de directivité de la source  $f(\theta, \phi)$  par le facteur de réseau  $F_R(\theta, \phi)$ . Soit l'expression :

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \cdot F_R(\theta, \phi) \quad (I-28)$$

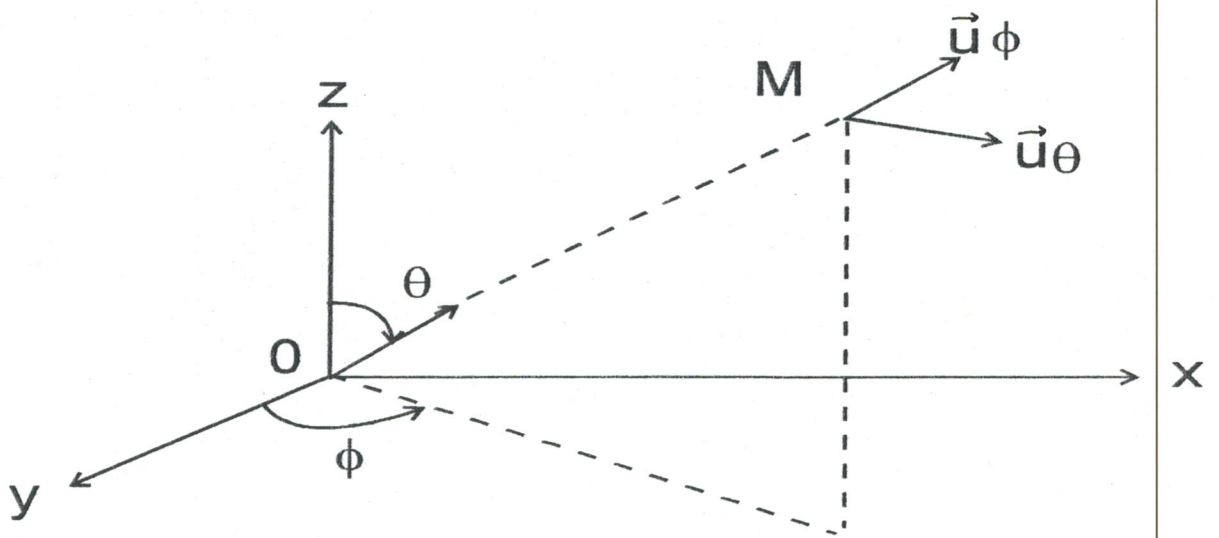
Le diagramme de la source élémentaire réalise donc une pondération du facteur de réseau. Le diagramme de directivité de la plupart des sources rayonnantes, possède une allure générale représentée pour la seule direction  $\theta$  par la figure I-17. De cette forme de diagramme d'écoulent deux effets sur le rayonnement global du réseau.

Le premier effet est une pondération du niveau des lobes ambiguïté. En utilisant des éléments directifs, on peut minimiser le niveau et la directivité des lobes secondaires (principe de multiplication des diagrammes).

Le deuxième effet aussi important, est une modification du lobe principal au cours du balayage. Pour éviter cela, il est préférable, que la fonction  $f(\theta, \phi)$  varie peu dans la zone d'exploration. L'analyse et la synthèse des diagrammes de rayonnement des réseaux doivent aussi tenir compte du diagramme de directivité de la source élémentaire.



**Figure I-17:** Allure générale du diagramme de directivité de la source .



**Figure I-18:** Repère lié au réseau d'antennes

Pour l'analyse des diagrammes de rayonnement, on décompose  $F(\theta, \phi)$  selon les directions  $\vec{U}_\theta$  et  $\vec{U}_\phi$  (figure I-18) afin d'obtenir les deux composantes  $F_\theta(\theta, \phi)$  et  $F_\phi(\theta, \phi)$  qui s'écrivent donc :

$$F_\theta = F_\theta(\theta, \phi) \cdot F_R(\theta, \phi) \quad (I-29)$$

$$F_\phi = F_\phi(\theta, \phi) \cdot F_R(\theta, \phi)$$

Sous cette forme, on peut reconnaître facilement les deux principaux plans E et H du réseau, le plan E lorsque  $\phi$  est tel que la composante  $F_\phi$  est nulle, et le plan H lorsque  $\phi$  est tel que la composante  $F_\theta$  est nulle.

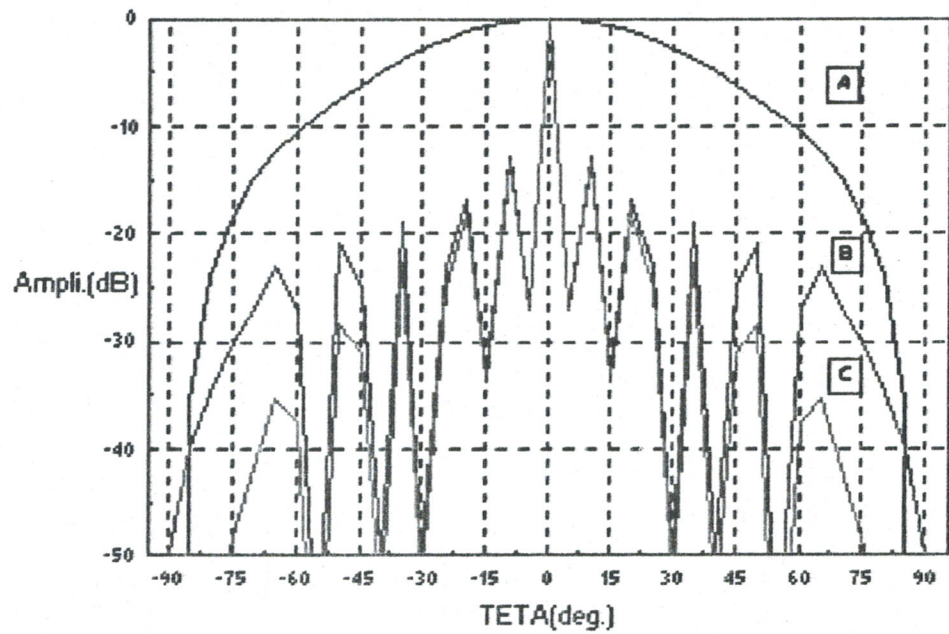
Pour illustrer le rôle de la directivité de la source, on donne à titre d'exemple sur la figure I-19 les différents diagrammes d'un réseau d'antennes imprimées à  $N=12$  éléments.

#### **I.4.6 BANDE PASSANTE**

La bande passante est la bande de fréquences pour laquelle le réseau présente des caractéristiques particulières. Un réseau d'antennes peut donc avoir autant de bandes passantes que de caractéristiques contenues dans certaines limites en fréquence. Il est donc nécessaire, lorsqu'on parlera de bande passante, de définir les caractéristiques auxquelles la bande passante fera référence, ainsi que leurs limites.

Une variation de fréquence  $\delta f$  se traduit par un dépointage de  $\delta\theta$  du lobe principal du diagramme de rayonnement. A une fréquence  $f_1$ , le faisceau principal est dirigé selon la direction  $\theta_0$  avec un déphasage [14 -15]:

$$\phi = 2\pi(\Delta / \lambda_1) \sin\theta_0 = 2\pi(\Delta / c) f_1 \sin\theta_0 \quad (I-30)$$



**Figure I-19:** Diagrammes d'un réseau d'antennes imprimées à 12 éléments (plan E).

- a) Diagramme de la source.
- b) Facteur de réseau.
- c) Diagramme total du réseau.

A une fréquence  $f_2 = f_1 + \delta f$ , le faisceau est dirigé selon la direction  $\theta_0 + \delta\theta$  avec le même déphasage :

$$\varphi = 2\pi(\Delta / c)f_1 \sin\theta_0 = 2\pi(\Delta / c)f_2 \sin(\theta_0 + \delta\theta) \quad (\text{I-31})$$

Avec une variation  $\delta f$  faible, la variation  $\delta\theta$  est petite, d'où :

$$\sin(\theta_0 + \delta\theta) = \sin\theta_0 + \delta\theta \cos\theta_0 \quad (\text{I-32})$$

Ce qui donne :

$$\delta\theta = -\frac{f_2 - f_1}{f_2} \operatorname{tg}\theta_0 = -\frac{\delta f}{f_2} \operatorname{tg}\theta_0 \quad (\text{I-33})$$

La précision angulaire du dépointage ne sera élevée que sur une faible bande passante.

#### **I.4.7. PONDERATION COMPLEXE D'ALIMENTATION (Amplitude et Phase)**

La pondération complexe d'alimentation des sources est assurée par le réseau d'alimentation (répartiteur et déphaseurs). En modifiant la pondération (en amplitude et/ou en phase), il est possible de produire des diagrammes de formes et de directions variables. Un des principaux avantages de cette technique est la possibilité d'adapter les caractéristiques de rayonnement du réseaux aux exigences des utilisateurs. Par exemple, le cas du réseau à déphasage.

#### **-Réseau à Déphasage**

Le procédé qui permet d'obtenir un balayage électronique est celui du réseau à déphasage, il consiste à alimenter un ensemble de sources rayonnantes par l'intermédiaire de déphaseurs. L'apparition de déphaseurs suffisamment fiables et

fidèles (déphaseurs à ferrites et à diode PIN) a permis le développement de ce type de réseau.

Un gradient de phase de pondération permet de dépointer le faisceau de l'axe de rayonnement principal. En effet, en reprenant l'expression (I-16) du facteur de réseau  $F_R(\tau)$  et en considérant le cas d'une loi d'alimentation uniforme en amplitude et avec un gradient de phase constant:  $W_i = \exp(-ji\varphi)$ , le facteur de réseaux prend alors la forme:

$$F_R(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[ji(2\pi\delta\mu\tau - \varphi)] \quad (I-34)$$

où:  $\tau = \sin\theta$

et  $\delta\mu = \Delta / \lambda$

qui peut se mettre sous une forme connue en  $\sin(NX)/N\sin X$  :

$$F_R(\tau) = \frac{\sin N(\pi\delta\mu\tau - \varphi / 2)}{N \sin(\pi\delta\mu\tau - \varphi / 2)} \quad (I-35)$$

C'est une fonction périodique qui admet un extremum ( $\pm 1$ ) chaque fois que la quantité  $(\pi\delta\mu\tau - \varphi/2)$  sera égale à  $k\pi$ . On obtiendra donc un de ces lobes principaux pour :

$$\pi \delta\mu \tau_0 - \varphi/2 = 0 \quad \Rightarrow \quad \varphi = 2\pi(\Delta / \lambda)\sin\theta_0$$

Les autres seront écartés de  $\delta\tau$ . Une direction de pointage ou de déplacement  $\tau_0$  est obtenue avec le gradient de phase :

$$\varphi = 2\pi(\Delta / \lambda)\sin\theta_0 \quad (I-36)$$



En faisant apparaître la direction de pointage  $\tau_0$  dans la fonction  $F_R(\tau)$ , on peut écrire :

$$F_{R\tau_0}(\tau) = F_R(\tau - \tau_0) \quad (\text{I-37})$$

Les variations de phase que l'on applique le long du réseau provoque une translation du facteur de réseau dans l'espace des  $\tau$ . Le diagramme de la figure I-20 illustre pour un réseau rectiligne à 14 éléments l'influence d'un gradient de phase.

#### **I.4.8 NOMBRE ET REPARTITION SPATIALES DES SOURCES**

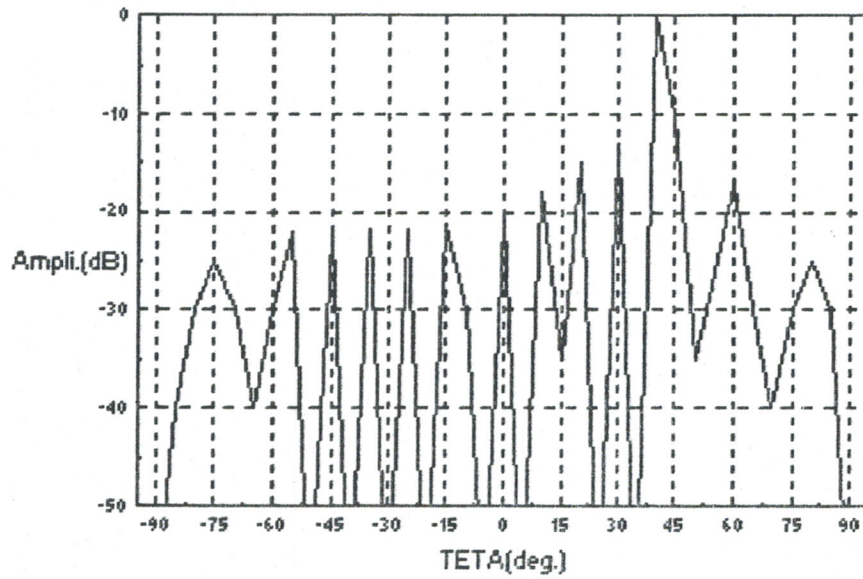
Une partie très importante dans la conception d'un réseau d'antennes est liée à l'influence des paramètres géométriques. La géométrie d'un réseau d'antennes est déterminée par:

- les dimensions et la forme de l'espace où sont disposées les sources (en général, il s'agit d'une surface plane, mais elle peut être cylindrique ou sphérique),
- le nombre d'éléments rayonnants  $N$ ,
- la distribution spatiale des sources.

##### **a- Nombre d'éléments rayonnants**

La détermination du nombre d'éléments nécessite généralement plusieurs étapes. On calcule d'abord la directivité du réseau pour différentes valeurs de  $N$  et d'écartement  $\Delta$  entre sources.

Dans chaque cas, on estime le rendement du réseau en tenant compte des pertes dûes essentiellement à l'alimentation, on en déduit une valeur approchée du gain. Les différentes valeurs de gain seront alors comparées aux valeurs exigées par l'utilisateur. Le nombre d'éléments à choisir résulte enfin de cette comparaison.



**Figure I-20:** Diagramme d'un réseau rectiligne à 14 éléments avec dépointage de  $40^\circ$ .

### **b- Position spatiale des sources**

La distribution spatiale des sources dépend du résultat optimal souhaité en rayonnement. En effet, l'apparition des lobes de rayonnement provient de la périodicité de la distribution spatiale des éléments rayonnants. La distribution des sources influe donc fortement sur les diagrammes de rayonnement.

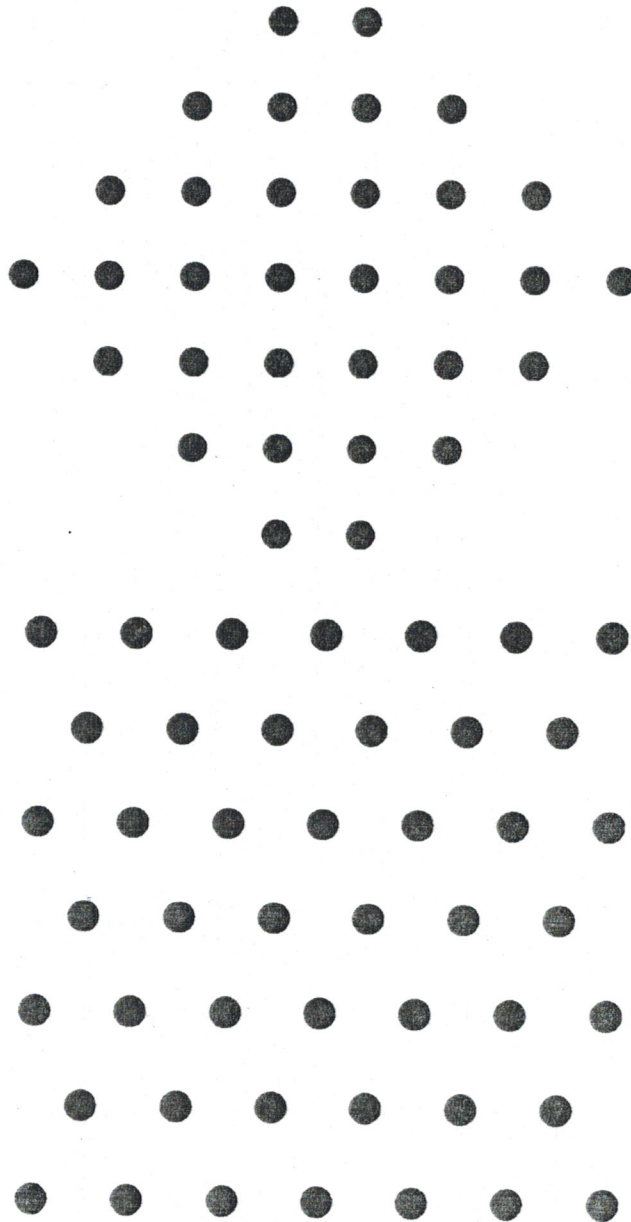
Différents types d'arrangement de source sont utilisés pour la réjection des lobes secondaires. A titre d'exemple, on peut citer :

- l'utilisation de la structure en croix et le maillage triangulaire (figure I-21),
- application de la condition sur le pas de réseau ( $\Delta/\lambda < 1/1+\sin\theta_{\max}$ , où  $\Delta = \lambda/2$ ),
- dispersion des éléments rayonnants d'une façon aléatoire ou pseudo-aléatoire, éliminant toute périodicité du réseau (réseaux non périodiques).

#### **I.4.9. LE RESEAU BIDIMENSIONNEL**

Le balayage électronique d'un réseau rectiligne à déphasage ne peut se produire que dans un plan perpendiculaire à la surface du réseau et colinéaire à l'alignement des sources. Cependant, dans de nombreux cas, une exploration bidimensionnelle de l'espace s'impose. C'est pourquoi l'introduction d'un réseau plan est utile est présente un intérêt certain.

La méthode d'analyse des réseaux unidimensionnels décrite précédemment peut être facilement étendue aux réseaux bidimensionnels. Considérons un réseau à  $N_x N_y$  éléments (figure I-22), dont les centres de phase sont répartis régulièrement dans chaque direction (OX,OY). Le réseau possède  $N_x$  rangées d'éléments parallèles à l'axe OY ; deux centre de phase voisins sont espacés d'un pas  $\Delta x$  et  $N_y$  rangées d'éléments parallèles à l'axe OX ; deux centres de phase voisins sont espacées d'un pas  $\Delta y$ . On admet que tous les éléments rayonnants sont identiques et que chaque élément en présence des autres possède le même diagramme de rayonnement  $f(\theta,\phi)$ .



**Figure I-21 :** Exemples d'arrangements de sources :  
Structure en croix et maillage triangulaire

Si  $W_{mn}$  ( $W_{mn} = A_{mn} \exp(j\varphi_{mn})$ ) représente la pondération complexe d'alimentation sur l'élément d'ordre mn, le diagramme de rayonnement total d'un tel réseau est :

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{m=0}^{N_x-1} \sum_{n=0}^{N_y-1} W_{mn} \exp[jk_0 \sin\theta (m\Delta x \cos\phi + n\Delta y \sin\phi)] \quad (I-38)$$

Cette expression, qui est valable pour un champ total rayonné en zone lointaine, ne tient pas compte du couplage entre éléments. Elle peut s'écrire :

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \cdot F_R(\theta, \phi) \quad (I-39)$$

$F_R(\theta, \phi)$  est le facteur de réseau qui ne dépend que de la distribution spatiale des éléments et de leur loi d'alimentation. Normalisons la pondération d'alimentation  $W_{mn}$  de l'élément d'ordre mn par rapport à celle de l'élément à l'origine  $W_{00}$  [15] :

$$W'_{mn} = \frac{W_{mn}}{W_{00}} \quad (I-40)$$

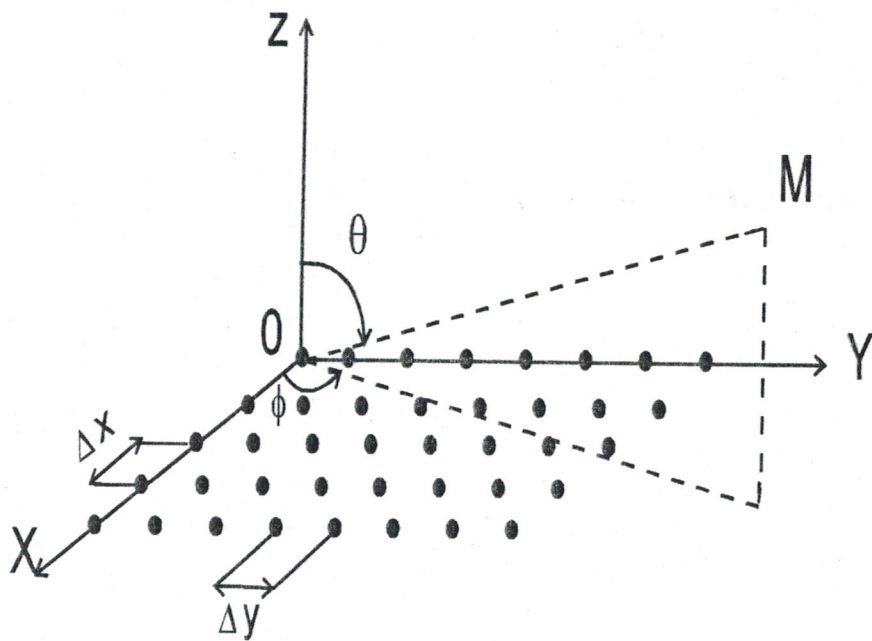
L'un des cas particuliers les plus intéressants, est celui où chaque rangée a la même forme de distribution de courant en amplitude. Dans ce cas, on peut écrire :

$$\frac{W_{mn}}{W_{00}} = \frac{W_{0n}}{W_{00}} \quad (I-41)$$

On peut mettre alors le facteur de réseau sous la forme d'un produit de deux facteurs de réseau, soit :

$$F_R(\theta, \phi) = F_{R_x}(\theta, \phi) \cdot F_{R_y}(\theta, \phi) \quad (I-42)$$

$$F_{R_x}(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{N_x-1} W_m \exp(jk_0 m \Delta x \sin\theta \cos\phi) \quad (I-43)$$



**Figure I-22:** Réseau bidimensionnel plan .

$$F_{R_y}(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N_y-1} W_n \exp(jk_0 n \Delta y \sin \theta \cos \phi) \quad (\text{I-44})$$

avec:  $W_m = \frac{W_{m0}}{W_{00}}$  et  $W_n = \frac{W_{on}}{W_{00}}$  (I-45)

où  $W_m$  et  $W_n$  sont les pondérations d'alimentation normalisées selon les directions OX et OY.

Le diagramme de rayonnement d'un réseau bidimensionnel s'écrit alors :

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \cdot F_{R_x}(\theta, \phi) \cdot F_{R_y}(\theta, \phi) \quad (\text{I-46})$$

Posons:

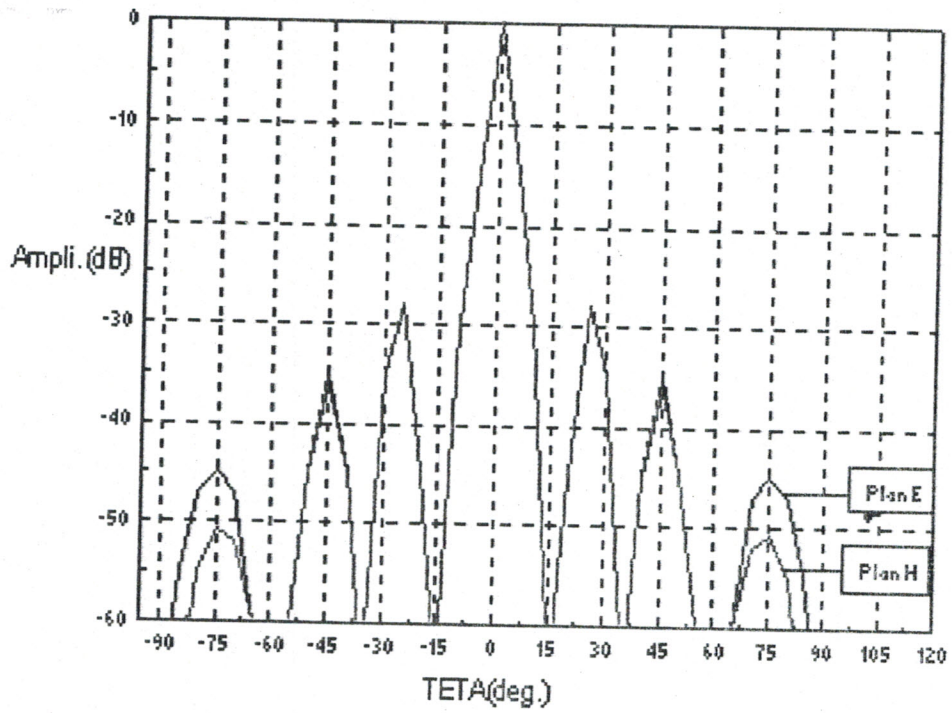
$$H(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \cdot F_{R_x}(\theta, \phi) \quad (\text{I-47})$$

d'où:

$$F(\theta, \phi) = H(\theta, \phi) \cdot F_{R_y}(\theta, \phi) \quad (\text{I-48})$$

$H(\theta, \phi)$  représente le diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne unidimensionnel.  $F(\theta, \phi)$  représente donc le diagramme de rayonnement d'une association en réseau rectiligne de sous-réseaux rectilignes. On peut alors considérer le réseau plan périodique et régulier comme un ensemble de sous-réseaux linéaires. Le facteur de réseau étant le produit de deux facteurs de réseaux rectilignes, l'un dirigé selon OX et l'autre selon OY; toutes les propriétés établies pour un réseau linéaire peuvent être facilement extrapolées à ce type de réseau plan.

La figure I-23 représente les diagrammes de rayonnement (plan E et H) d'un réseau plan d'antennes imprimées à 100 éléments ( $N_x = 10$  et  $N_y = 10$ ).



**Figure I-23:** Diagramme d'un réseau plan d'antennes imprimées à 100 éléments ( plans E et H ).



**CHAPITRE II**

***SYNTHESE DE RESEAUX D'ANTENNES  
IMPRIMEES***

- CHAPITRE II -

**SYNTHESE DE RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES**

**II.1. INTRODUCTION**

Dans le chapitre précédent, nous avons analysé le fonctionnement des réseaux d'antennes imprimées. Il s'agissait de calculer le champ rayonné, en fonction d'une géométrie donnée du réseau, d'une loi d'alimentation connue et d'un type de source défini. Cette analyse nous a permis de voir l'influence des paramètres physiques et géométriques sur le diagramme de rayonnement du réseau.

L'association en réseau de plusieurs éléments rayonnants permet donc de produire des diagrammes de rayonnement variés, en agissant sur les paramètres : nombre et position spatiale des sources, amplitude et phase de l'alimentation, caractéristiques de la source élémentaire. Cette notion nous conduit à aborder un problème important, rencontré souvent dans des applications pratiques; celui de la synthèse.

Le problème de synthèse consiste à 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 directivité désiré. Compte tenu de la diversité des buts recherchés, on ne trouvera pas une méthode générale de synthèse applicable à tous les cas, mais plutôt un nombre important de méthodes propres à chaque type de problème. On trouve jusqu'à présent deux classes de méthodes de synthèse: les méthodes analytiques telles que les méthodes de Woodward-Lawson, Dolph-Tchebyscheff et Taylor [13,22-24] et des méthodes numériques [15,25-31]. D'une manière pratique, l'efficacité d'une méthode de synthèse dépend directement du résultat obtenu. En effet, il faut que l'on sache reproduire en réseau d'alimentation et de façon pratique la loi d'alimentation obtenue.

Ce dernier point est essentiel dans le problème de synthèse. Une alimentation non réalisable met en cause la validité de la méthode.

Dans ce chapitre, notre étude a porté sur une présentation de deux types de synthèse correspondants à deux types de réseaux d'antennes : les réseaux périodiques et réguliers et les réseaux non périodiques. On se limitera volontairement à l'exposé de trois méthodes analytiques qui nous ont parues intéressantes du point de vue de l'approche physique de la synthèse. Aussi, on s'est particulièrement intéressé à un concept très important dans la pratique et qui fait partie de la synthèse, c'est celui des techniques et structures d'alimentation du dispositif d'alimentation du réseau d'antennes imprimées.

## **II.2. TYPES DU RESEAU D'ANTENNES**

### **II.2.1 RESEAU PERIODIQUE ET REGULIER**

Les diverses caractéristiques d'un réseau classique périodique, régulier, rectiligne ou plan (figure II-1) sont étroitement liées entre elles. La loi d'alimentation détermine la directivité, le gain et le niveau des lobes secondaires du rayonnement. La synthèse consiste à agir sur la pondération complexe de l'alimentation (amplitude et / ou phase) afin d'approcher aux mieux toute fonction désiré.

### **II.2.2 RESEAU NON PERIODIQUE**

La disposition des sources influe fortement sur les diagrammes de rayonnement. Elle constitue une partie importante dans la conception d'un réseau d'antennes, qui reste étroitement liée à l'influence de la surface du réseau (dimensions et forme de l'espace où sont disposées les sources) et du nombre d'éléments rayonnants. Le

problème de synthèse de ce type de réseau consiste à considérer un réseau d'antennes dont les éléments rayonnants sont tous alimentés avec la même amplitude et la même phase. Dans ce cas, la seule manière de modifier le diagramme de rayonnement est d'agir sur la distribution spatiale des sources élémentaires (figure II-2).

### **II.3. METHODES ANALYTIQUES DE SYNTHESE**

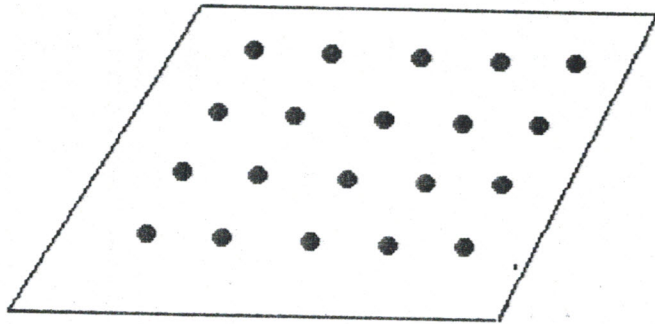
#### **II.3.1 METHODE DE WOODWARD-LAWSON**

Le problème posé pour ce type de synthèse est le suivant : on considère un réseau rectiligne d'antennes et on souhaite obtenir un diagramme de directivité idéal  $F_d(\tau)$ . Quelle est la loi d'alimentation  $W$  donnant le diagramme  $F(\tau)$  le plus proche possible de  $F_d(\tau)$  ?

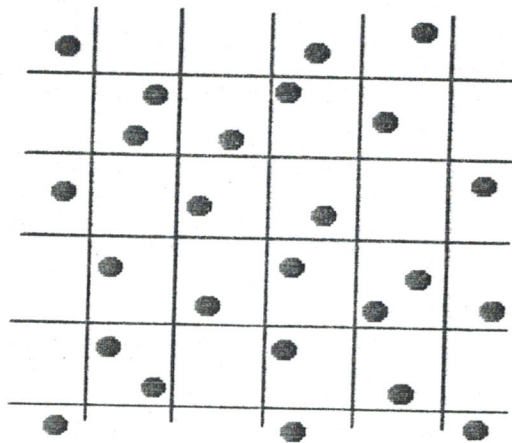
Pour rechercher la meilleure loi  $W$ , solution du problème, il est nécessaire de définir un critère d'écart entre  $F_d(\tau)$  et  $F(\tau)$ . Le choix du critère de l'erreur quadratique moyenne minimum peut conduire à la solution. Il s'agit de rendre minimum l'intégrale:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |F_d(\tau) - F(\tau)|^2 d\tau \quad (\text{II-1})$$

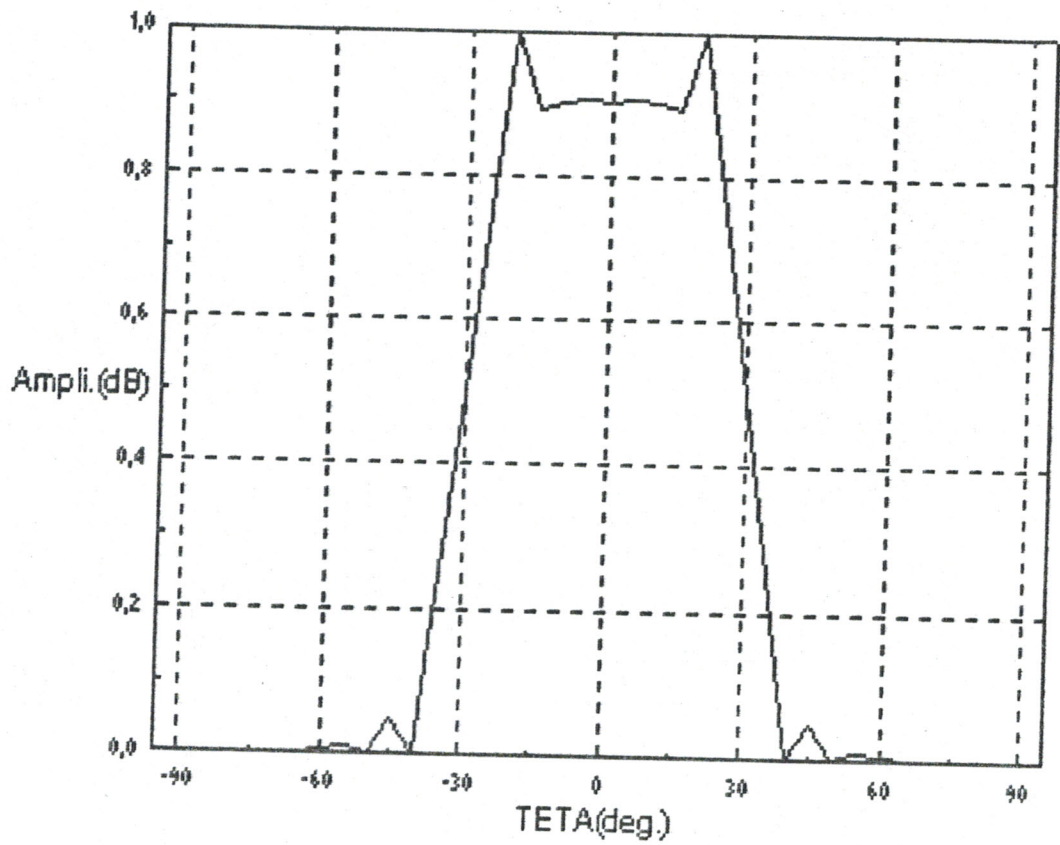
La méthode de Woodward-Lawson est basée sur le théorème d'échantillonnage, elle consiste à échantillonner le diagramme  $F_d(\tau)$ . On remarque dans l'exemple donné par simulation (Figure II-3) et pour une fonction porte, que des écarts importants peuvent apparaître entre les deux diagrammes  $F_d$  et  $F$  surtout au voisinage des discontinuités. Cet inconvénient de la méthode est connu en traitement de signal sous le nom de phénomène de Gibbs.



**Figure II-1 :** Exemple de réseau périodique et régulier.



**Figure II-2 :** Exemple de réseau non périodique.



**Figure II-3 :** Diagramme de Woodward-Lawson d'un réseau à 19 éléments .

### **II.3.2 METHODE DE DOLPH**

Une méthode efficace pour réduire le niveau des lobes secondaires et avoir le maximum de directivité pour un réseau d'antennes rectiligne consiste, comme l'a proposé Dolph, à utiliser les polynômes de Tchebyscheff pour déterminer les coefficients de pondération d'alimentation du réseau. La méthode de Dolph basée sur les propriétés des polynômes de Tchebyscheff a pour but de rendre maximal le rapport:

$$R = \frac{\text{Amplitude maximale du lobe principal}}{\text{Amplitude maximale des lobes secondaires}} \quad (\text{II-2})$$

Dolph a montré que le rapport R devient maximal lorsque cette fonction est égale à l'un des polynômes de Tchebyscheff. De plus la largeur du lobe principal est alors la plus faible que l'on puisse obtenir avec un réseau d'antennes d'amplitude non uniforme.

Les résultats obtenues par cette méthode (Figure II-4) présentent un niveau de lobes constant. Cependant, ceci n'est pas toujours le but recherché.

### **II.3.3 METHODE DE TAYLOR**

L'inconvénient de la méthode de Dolph, est que les lobes secondaires des diagrammes obtenus ont tous le même niveau. Pour obtenir un niveau de lobes secondaires décroissant quand la direction angulaire augmente, Taylor a proposé et développé une méthode de synthèse, destinée à l'origine aux ouvertures continues. Toutefois par discrétisation de la distribution continue, cette méthode peut s'appliquer aux réseaux d'antennes. Dans ce cas, on assimile le réseau à une ouverture rayonnante linéaire de longueur  $L = P \cdot \Delta x$ .

La figure II-5 représente le diagramme obtenu par cette méthode dans le cas d'un réseau à 19 éléments pour un niveau maximal de lobes secondaires de -20dB. Sur cet exemple, on remarque une décroissance exponentielle des lobes secondaires.

## **II.4. STRUCTURES ET TECHNIQUES D'ALIMENTATION**

### **II.4.1. INTRODUCTION**

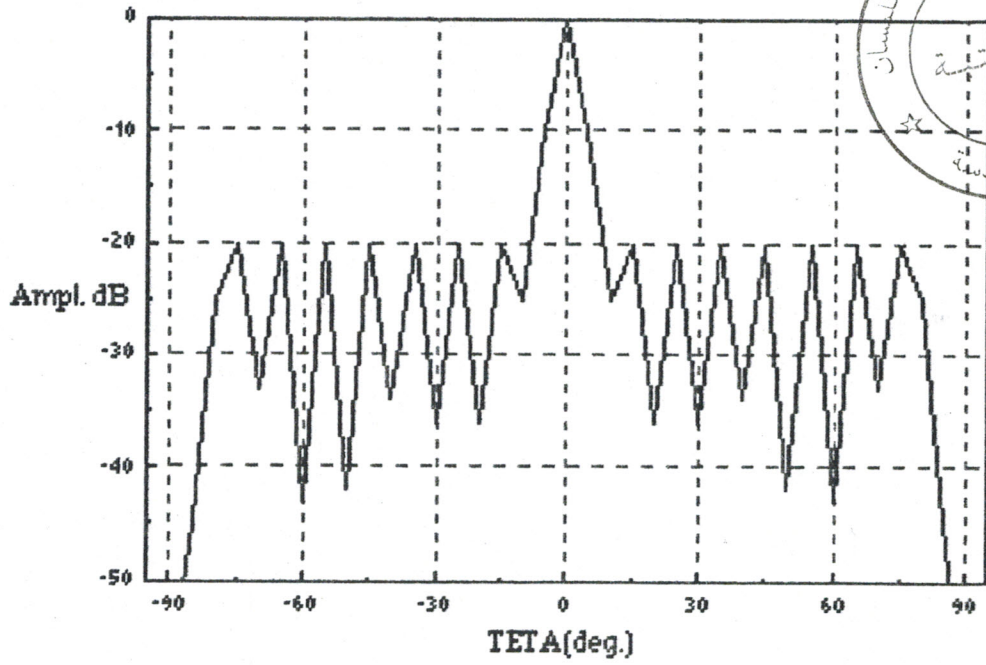
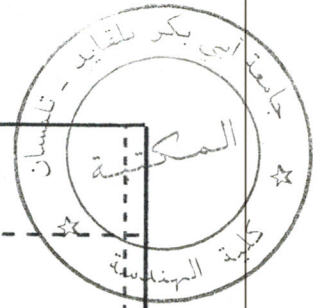
Le réseau d'alimentation (distributeurs et déphaseurs) des éléments rayonnants constitue une partie très importante du réseau d'antennes, il réalise la pondération complexe d'alimentation des sources. La précision suivant laquelle est réalisée cette pondération influe directement sur les performances et les caractéristiques du réseau d'antennes.

On peut prévoir à l'avance la complexité du problème. En effet, on est confronté à :

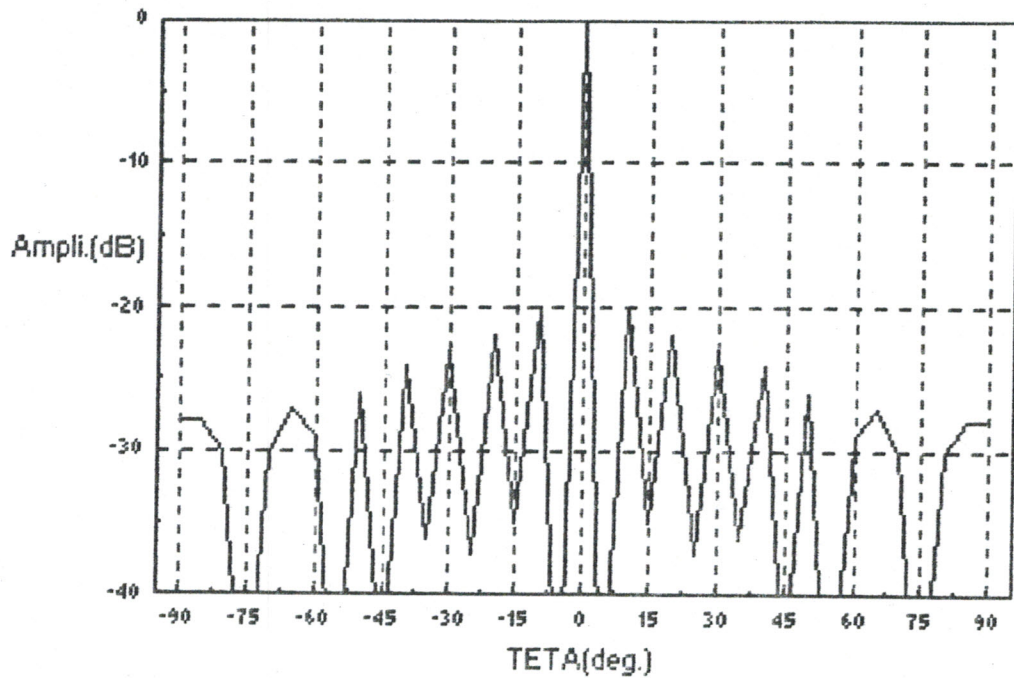
- des problèmes de déphasage liés à la longueur de la ligne d'alimentation,
- des problèmes de rayonnement ou de puissance,
- des problèmes d'adaptation et de réflexion,
- des problèmes d'encombrement,
- des problèmes pratiques de réalisation.

Deux types d'alimentation peuvent être étudiés: d'une part l'alimentation des réseaux linéaires (une dimension) et d'autre part l'alimentation des réseaux bidimensionnels. Nous abordons en premier lieu les différentes structures de diviseurs de puissance utilisées dans les techniques d'alimentation des réseaux d'antennes imprimées.





**Figure II-4:** Diagramme de Dolph d'un réseau à 18 éléments pour  $R = -20$  dB .



**Figure II-5:** Diagramme de Taylor d'un réseau à 19 éléments pour  $R = -20$  dB

#### II.4.2 DIVISEURS DE PUISSANCE

Les diviseurs de puissances sont des circuits qui devraient être idéalement bien adaptés, vu des entrées et des sorties. Le problème consiste à répartir sans pertes la puissance sur n sorties, sans qu'il y'ait de couplage entre sources.

Les diviseurs sont réalisés en technologie microruban, cela a l'avantage d'utiliser la technologie microruban pour l'antenne et son alimentation. Il existe de nombreux types de diviseurs de puissance, on distingue [22] :

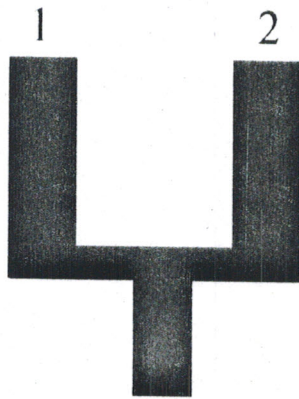
- la jonction en T (Fig. II-6),
- le diviseur 'Wilkinson' (Fig. II-7),
- le coupleur 'Branch-line' (Fig. II-8),
- le coupleur par proximité (Fig. II-9),
- l'anneau hybride ou 'Rat-race' (Fig.II-10).

Nous allons sans trop détailler présenté le diviseur le plus simple: la jonction T, mais qui présente la moins bonne performance. Le transfert de puissance entrée/sortie est déterminé à partir des impédances caractéristiques des lignes microrubans [32-33].

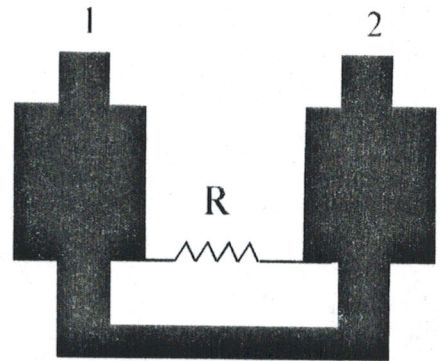
Les diviseurs en T équiampitudes et équiphasés possèdent les structures données par la figure II-11. Dans le cas général où l'on désire une distribution de puissance quelconque sur chaque sortie, on définit le diviseur figure II-12.

Soit  $P_1$  la puissance transmise sur la sortie 1 et  $P_2$  la puissance sur la sortie 2 , on définit dans le cas des équations de lignes sans pertes:

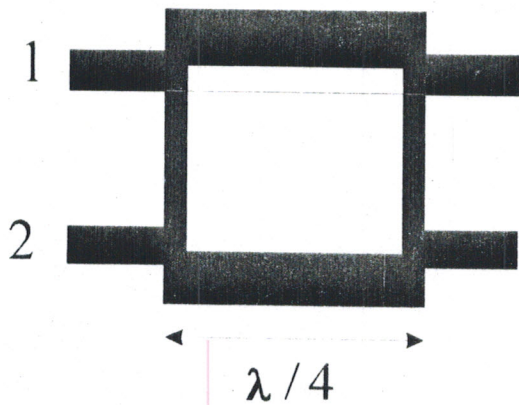
$$\begin{aligned} P &= P_1 / P_2 \\ Z_1 &= Z_2 / \sqrt{P} \\ Z_E &= Z_2 / \sqrt{1+P} \end{aligned} \quad (II-3)$$



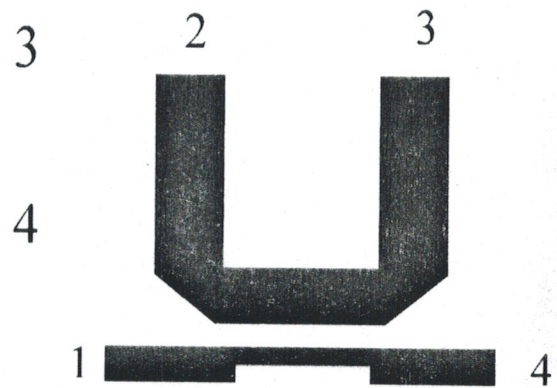
**Figure II-6 :** Diviseur en jonction T



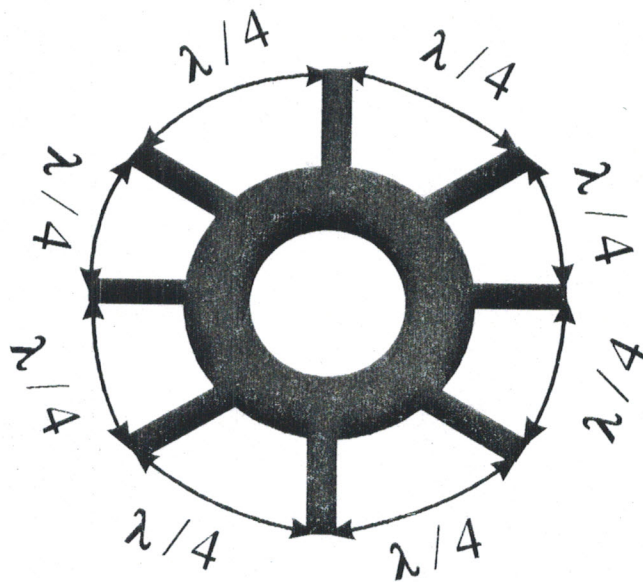
**Figure II-7 :** Diviseur Wilkinson



**Figure II-8 :** Coupleur Branch-line



**Figure II-9 :** Coupleur par proximité



**Figure II-10 :** Anneau hybride ou Rat-Race

Dans le cas d'un diviseur équiampitude,  $V_1=V_2$  tension en sortie du diviseur :

$$P = V_1^2 / V_2^2 = 1$$

$$Z_1 = Z_2 (= Z_0 = 50 \Omega \text{ par exemple}) \quad (\text{II-4})$$

$$Z_E = Z_0 / \sqrt{2}$$

#### **II.4.3. PRESENTATION D'UN SYSTEME D'ALIMENTATION EN ARBORESCENCE**

L'avantage de ce type de réseau est qu'il est équiampitude et équiphasé, qu'il possède une large bande passante et qu'il est simple à mettre en oeuvre. Par contre, il a le défaut d'être relativement large.

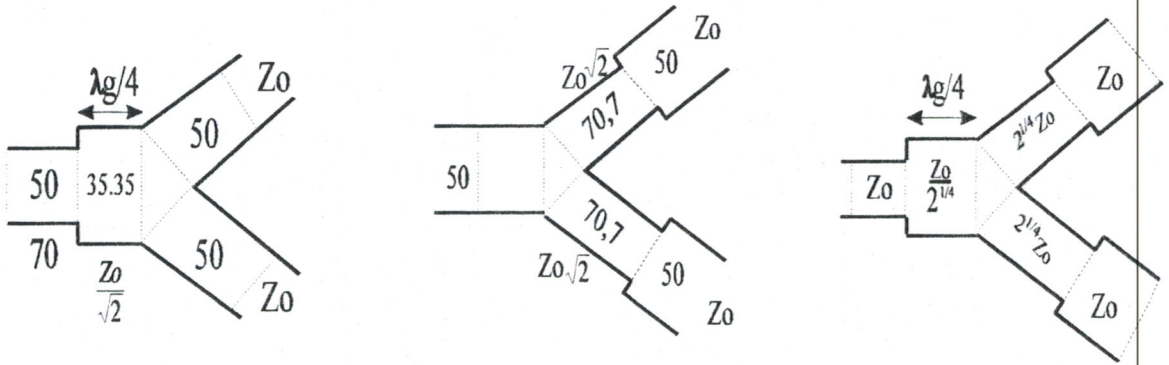
##### **II.4.3.1 Diviseur par deux**

On peut représenter le diviseur par deux par un schéma symbolique mettant en évidence les distributions de puissance figure II-13. Ainsi, un diviseur de puissance sur lequel on envoie en entrée une puissance incidente  $P_i$ , restituée sur chacune des sorties, si l'on néglige toute perte, une puissance  $P_i/2$ .

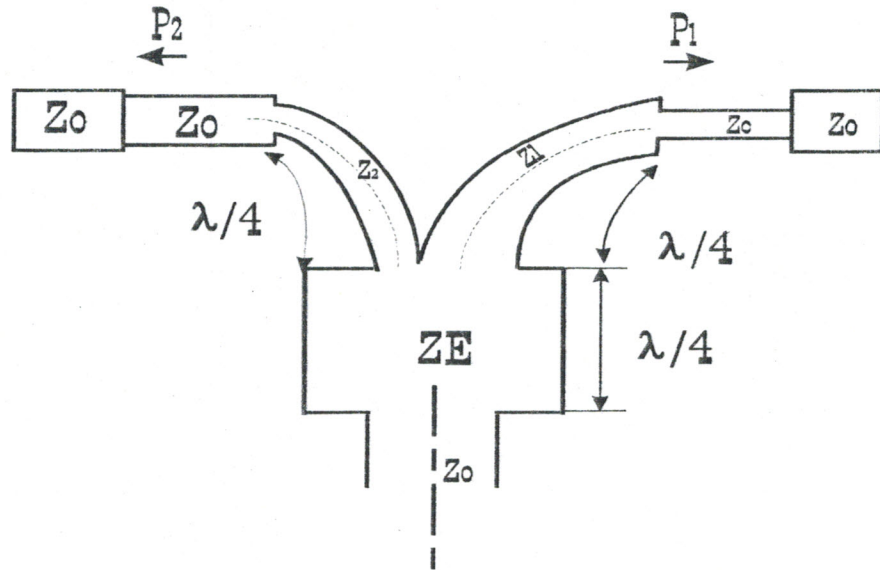
On peut ainsi mettre en cascade plusieurs circuits afin d'obtenir des diviseurs de puissance par 4, 8, etc.. La figure II-14 montre que l'utilisation d'une telle structure implique un nombre de sorties égal à  $2^n$  avec n entier.

##### **II.4.3.2 Diviseur par trois**

Ce genre d'alimentation prend relativement plus de place et peut poser des problèmes d'encombrement surtout dans le cas d'un réseau plan avec alimentation du même côté que l'élément rayonnant (figure II-15). Pour le réaliser, il suffira d'avoir



**Figure II-11 :** Diviseurs en T équiampitudes et équiphasés.



**Figure II-12 :** Diviseur en T à distribution de puissance quelconque.

une géométrie aussi symétrique que possible sur les trois lignes. Ainsi, il faut prendre les mêmes largeurs de ligne sur les trois branches et les même longueurs (figure II-16).

La réalisation de l'équiamplitude et équiphase n'est pas simple car la ligne centrale présente plus de discontinuité que les lignes voisines, on aura donc des différences de caractéristiques de cette sortie par rapport aux autres.

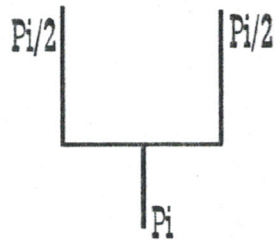
### **II.4.3.3 Structure semi-arborescente**

C'est une variante de la structure arborescente avec l'avantage de prendre moins de place (figure II-17). Le principe est simple, rajouter une ou deux longueurs d'onde pour obtenir l'équiamplitude et équiphase. Cela est vrai dans le principe, mais comme pour le diviseur par trois, on introduit plus de discontinuités sur une ligne d'alimentation que sur l'autre et de ce fait, on peut avoir des problèmes d'équiamplitude et phase. Un exemple pratique est donné par la figure II-18.

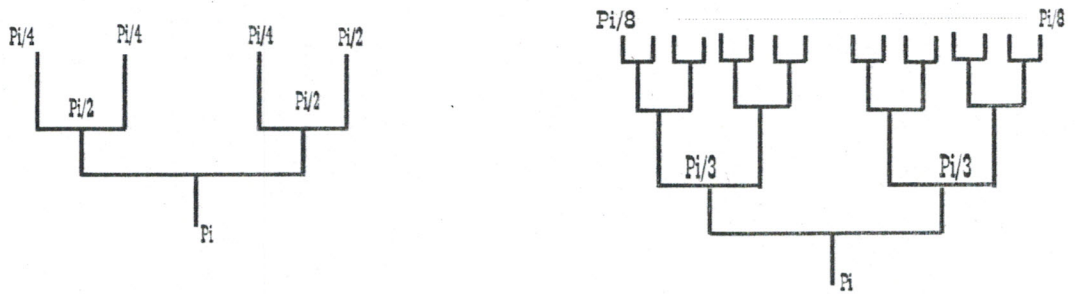
## **II.4.4 TECHNIQUES D'ALIMENTATION**

### **II.4.4.1 Techniques d'alimentation des réseaux linéaires**

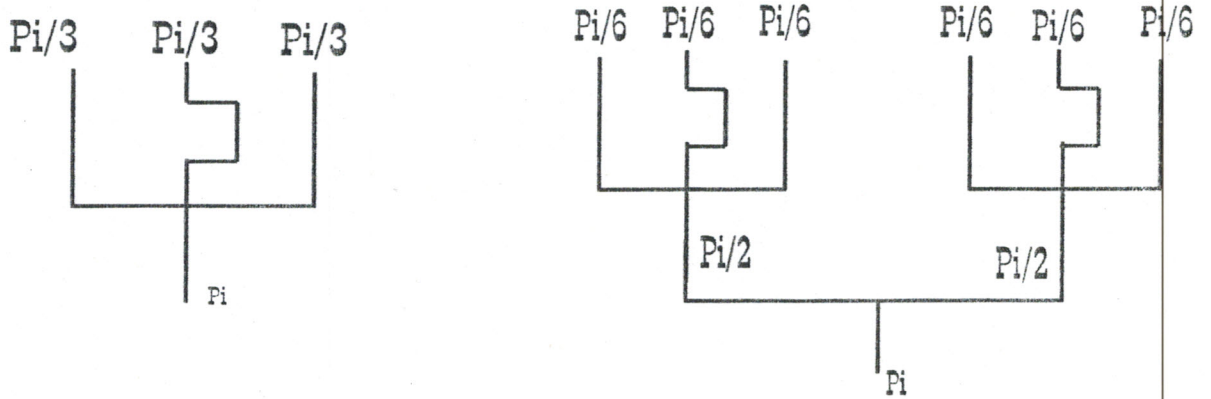
La représentation de réseaux d'antennes imprimées alimentées par ligne coaxiale est très coûteuse dans le cas d'un réseau à grand nombre d'éléments. Notamment à cause du manque de contrôle de la qualité de soudure du coaxe sur l'élément rayonnant. Sans oublier que la reproduction d'une loi d'excitation équiamplitude et équiphase nécessite en plus de diviseurs adéquats, des déphaseurs dont le rôle réside seulement à réaliser cette répartition équiphase.



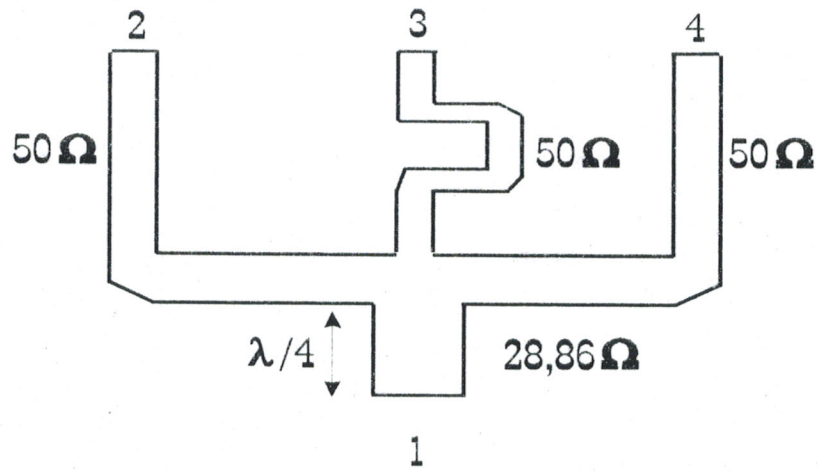
**Figure II-13 :** Schéma symbolique d'un diviseur par deux.



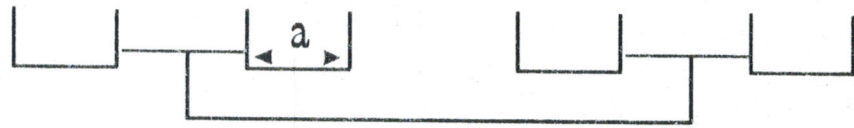
**Figure II-14 :** Structure en cascade.



**Figure II-15:** Schéma symbolique d'un diviseur par trois.

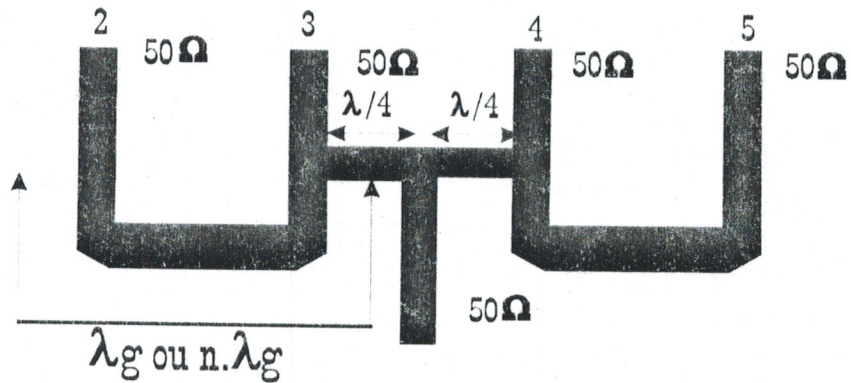


**Figure II-16 :** Structure d'un diviseur par trois.



**Figure II-17 :** Structure semi-arborescente.

$a = n \times (\text{Longueur d'onde dans le guide})$



**Figure II-18 :** Exemple de structure semi-arborescente avec une fréquence de réalisation égale à 5 GHz ,  $\epsilon_r=2.2$  et  $h=0.762\text{mm}$  .



Par ailleurs, chaque source rayonnante doit être alimentée séparément par une sonde coaxiale. La réalisation d'une répartition équiampitude et équiphase nécessite des diviseurs et des déphaseurs montés sur un étage hors du réseau d'antennes. Le coût d'un réseau d'alimentation à loi équiampitude et équiphase à l'aide de sonde coaxiale est très important.

La technique la plus simple et la moins chère consiste à alimenter les éléments rayonnants d'un réseau linéaire par des lignes microrubans. Il existe, en effet, plus de degrés de liberté pour placer les lignes microrubans sur le même substrat recevant les éléments rayonnants. Le réseau d'alimentation peut être coplanaire avec le réseau d'antennes ou imprimé sur la face opposée (Chapitre I). On distingue deux types d'alimentation: alimentation en série et alimentation en parallèle.

#### a. Alimentation en série

Ce système d'alimentation est très simple à concevoir. Il correspond, par exemple, à un ensemble de sources placées aux abscisses  $x_i$  d'un axe OX, le long d'une ligne de propagation de constante de propagation  $kg$ .

En admettant que l'impédance d'une source est grande devant celle de la ligne, on peut considérer que la phase d'alimentation  $\varphi_i$  de l'élément d'ordre  $i$  varie linéairement en fonction de la position  $x_i$  de cet élément ( $\varphi_i = -kg.x_i$ ) (figure II-19). L'excitation se fait au niveau de l'extrémité ou au niveau central de la ligne microruban, les sources sont placées symétriquement par rapport à l'origine.

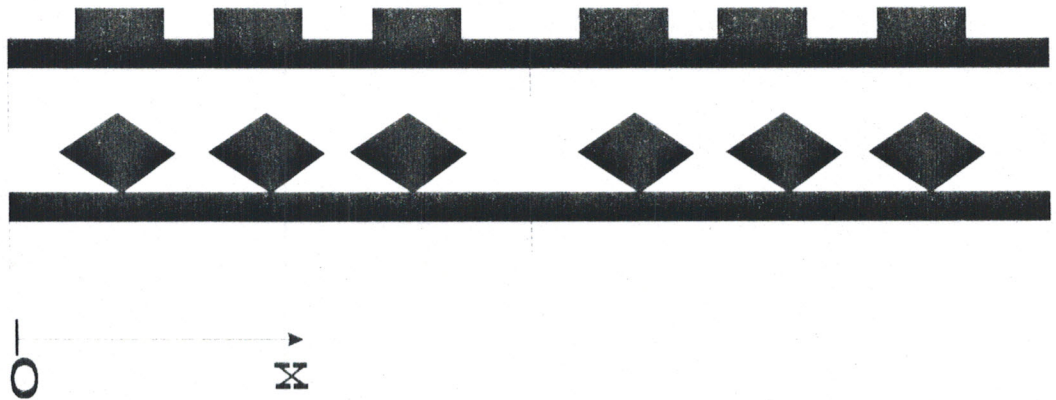
Cette technique d'alimentation est mal adaptée à une excitation équiampitude et équiphase, vue la variation de la phase en fonction de la position de l'élément rayonnant.

### **b. Alimentation en parallèle**

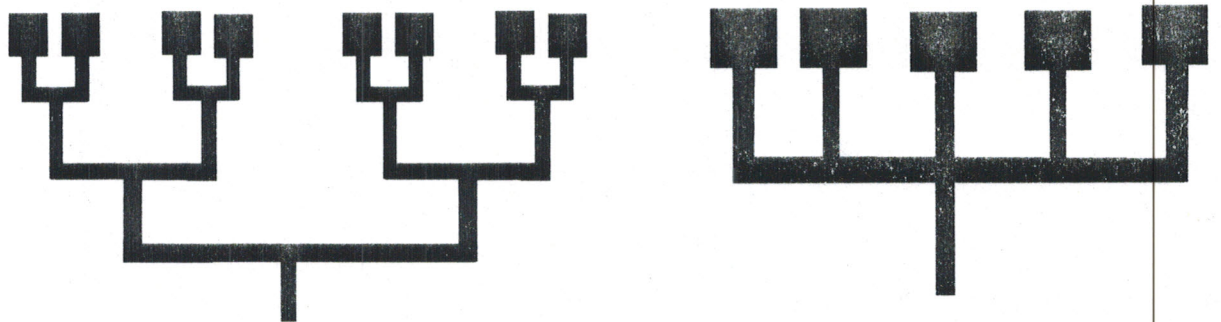
Le système d'alimentation en parallèle possède une entrée et  $n$  sorties sur les  $n$  éléments rayonnants. Il divise la puissance d'entrée tout en conservant la longueur des parcours entre le port d'entrée et les ports de sortie. Ce système d'alimentation peut être obtenu directement par un diviseur de puissance à  $m$  sorties ( $m < n$ ) (figure II-20).

#### **II.4.4.2 Techniques d'alimentation des réseaux bidimensionnels**

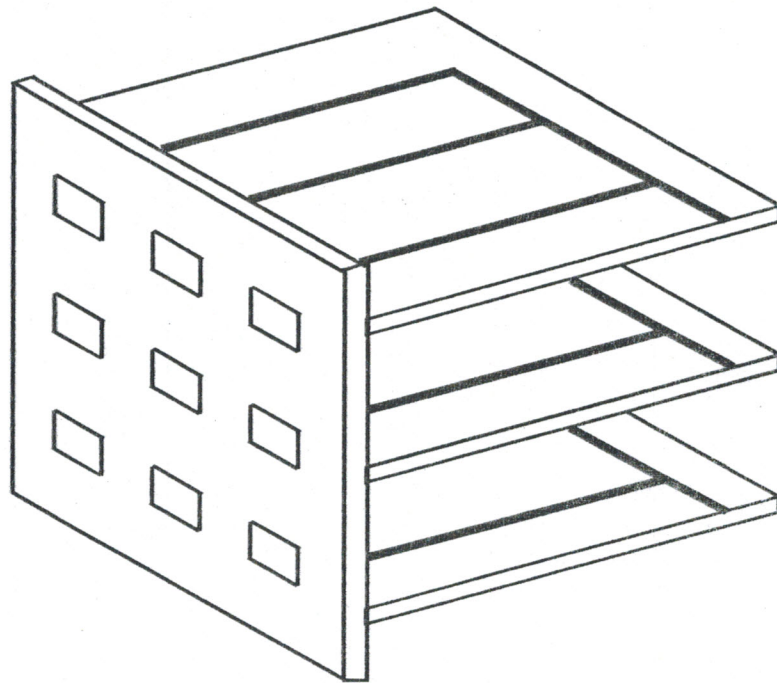
Le réseau bidimensionnel peut être considéré comme une association en réseau rectiligne de plusieurs sous-réseaux rectilignes. En technologie microruban, on pourra le concevoir comme un ensemble de réseaux rectilignes déposés côte à côte sur un même substrat [15]. Chacune des techniques utilisées pour alimenter les réseaux linéaires pourra être employée pour alimenter chaque rangée d'éléments et il est possible de les combiner entre elles pour alimenter l'ensemble du réseau. Néanmoins, un problème d'espace peut se poser. Pour y remédier, on peut séparer le système d'alimentation et le réseau d'antennes imprimées en utilisant l'alimentation à trois dimensions [34] (figure II-21). On suggérera cette dernière technique pour un réseau plan avec commutation des sous-réseaux.



**Figure II-19 :** Exemples de réseaux linéaires alimentés en série.



**Figure II-20 :** Exemples de réseaux linéaires alimentés en parallèle.



**Figure II-21 :** Alimentation utilisant la troisième dimension .

**CHAPITRE III**

***RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES A  
ALIMENTATION COMMUTABLE***

**- CHAPITRE III -**

**RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES A ALIMENTATION COMMUTABLE**

**III-1 INTRODUCTION**

La synthèse d'un réseau non périodique à éléments non équidistants consiste à déterminer, pour un nombre fixé à l'avance, la répartition spatiale des différentes sources qui permet d'approcher au mieux le diagramme de directivité désiré. Cette répartition peut être recherchée sur une droite (réseau linéaire) ou dans un plan. Néanmoins, un certain nombre de contraintes apparaissent du fait que les sources ne doivent pas se chevaucher. Pour faire face à ce problème, un nouveau type de réseau d'antennes a été proposé par [BENDIMERAD et CAMBIAGGIO,15], dit réseau à alimentation commutable, avec comme avantage la simplification du système d'alimentation et comme perspective la programmation d'une loi d'alimentation commutable pour la reproduction de diagrammes de rayonnement variés.

Le réseau d'antennes imprimées à alimentation commutable est un réseau périodique et régulier dont le principe de fonctionnement consiste à alimenter uniformément une partie seulement de l'ensemble des sources élémentaires constituant le réseau. Chacun des éléments du réseau peut être soit en service, c'est à dire alimenté et présent, soit hors service (non alimenté) ou absent. Les positions possibles pour toutes les sources forment un ensemble régulier discret.

Le problème de synthèse consiste à trouver une méthode qui permet de conformer le diagramme désiré aux exigences de l'utilisateur par commutation de l'alimentation de chaque élément du réseau. La reproduction de l'alimentation commutable impose alors une contrainte supplémentaire d'une loi d'alimentation binaire. En effet, le niveau haut codé par le chiffre 1 sera réservé à l'élément en service, et le niveau bas codé par le chiffre 0 à l'élément hors service.

Dans cette étude, on présentera le problème de synthèse du réseau d'antennes imprimées à alimentation commutable et quelques résultats trouvés par l'application d'une méthode d'optimisation dite méthode du gradient conjugué [15].

### III.2. SYNTHÈSE DE RESEAU D'ANTENNES A ALIMENTATION COMMUTABLE

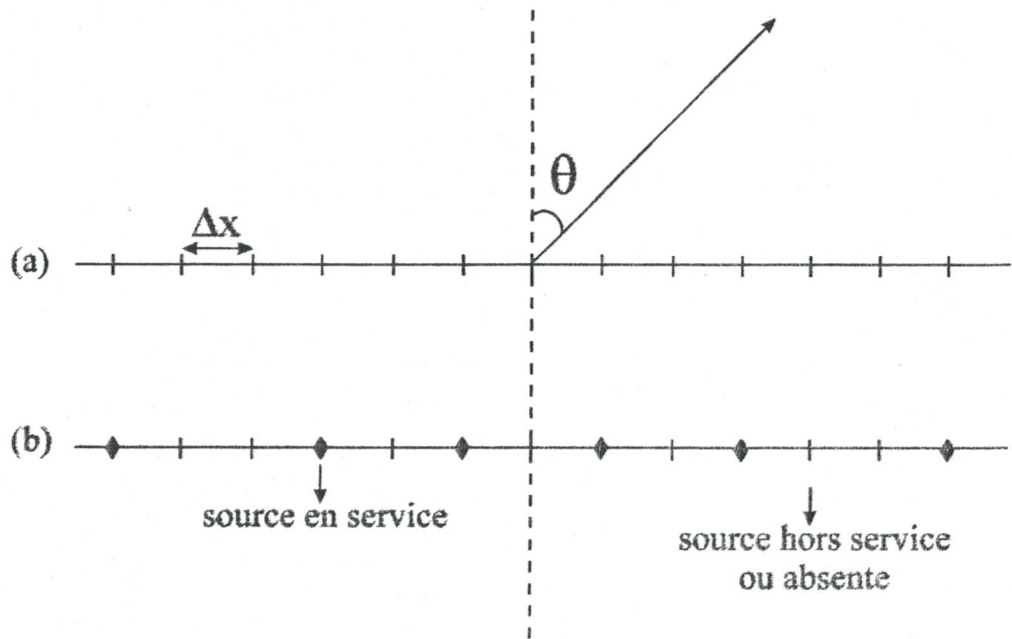
On considère un réseau rectiligne régulier et symétrique à  $2N$  éléments rayonnants identiques de même diagramme de rayonnement  $g(\theta)$ , chaque élément localisé à  $x_i$  est pondéré par le coefficient d'alimentation  $a_i$ . Le diagramme de rayonnement normalisé s'écrit :

$$f(\theta) = \frac{g(\theta)}{f_{\max}} \sum_{i=1}^N a_i \cos(k_0 x_i \sin \theta) \quad (\text{III-1})$$

avec :  $k_0$  = nombre d'onde

$\theta$  = direction angulaire

Les sources en service occupent une partie seulement des  $2N$  positions régulièrement espacées. Les autres positions correspondent à des sources hors service ou à une absence de sources. Il y aura donc  $2n$  sources en service ( $n \leq N$ ) (figure III-1). Le pas du réseau  $\Delta x$  est choisi de telle manière que deux sources voisines ne puissent pas se chevaucher et d'éviter ainsi un couplage entre les sources rayonnantes. Toutes les sources en service ont leurs alimentations équiamplitudes et équiphasées. Dans ce cas, on peut prendre le coefficient d'alimentation  $a_i$  réel et égal à l'unité pour l'élément en service et à zéro pour l'élément hors service.



**Figure III-1 :** Réseau à alimentation commutable

(a) Répartition spatiale régulière de toutes les sources.

(b) Réseau obtenu par synthèse; les sources en service occupent une partie seulement des positions possibles.



La synthèse consiste donc à approcher le diagramme désiré  $F_d(\theta)$  par le diagramme synthétisé  $f(\theta)$ . Deux formulations du problème de synthèse du réseau d'antennes à loi d'alimentation commutable peuvent être utilisées .

### **III.2.1 FORMULATION LINEAIRE (par action sur l'amplitude $a_i$ de l'alimentation)**

La synthèse consiste à trouver la loi d'alimentation de l'ensemble des éléments rayonnants. Elle se réduit donc à déterminer le vecteur  $A = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T$  avec prise en compte de la contrainte d'une loi d'alimentation binaire :  $a_i = 1$  pour l'élément en service;  $a_i = 0$  pour l'élément hors service ( $i = 1, N$ ).

### **III.2.2 FORMULATION NON LINEAIRE (par action sur la position $x_i$ de l'élément rayonnant)**

Le problème de synthèse consiste à trouver la répartition spatiale discrète des éléments en service permettant d'approcher au mieux le diagramme de rayonnement désiré  $F_d(\theta)$ . Pour cela on ramène le problème à une recherche du vecteur position des  $2n$  éléments en service ( $n \leq N$ ;  $n$ : nombre connu,  $N$ : nombre inconnu a priori grand), soit  $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  avec  $X = K \cdot \Delta X$ , où  $K = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T$  avec  $k_i$  entier ( $i=1, n$ ).

### **III.3. SYNTHÈSE PAR LA METHODE DU GRADIENT CONJUGUE (synthèse par action sur la position $x_i$ ) [15]**

Soit  $f_s(\theta)$  le diagramme synthétisé du réseau à  $2n$  éléments en service :

$$f_s(\theta) = \frac{g(\theta)}{n} \sum_{i=1}^n \cos(k_0 k_i \Delta x \sin \theta) \quad (\text{III-2})$$

On cherche le vecteur  $K$  minimisant l'erreur  $e(\theta) = |Fd(\theta) - F_s(\theta)|$ , en discrétisant la direction angulaire  $\theta$  sur  $m$  valeurs ( $m \geq n$ ) on peut introduire le vecteur d'erreur  $e = [e(\theta_1), e(\theta_2), \dots, e(\theta_m)]^T$ ,  $e(\theta_j)$  est fonction du vecteur  $K$ . Les inconnues  $k_i$  apparaissent alors dans un système de  $m$  équations non linéaires et non linéarisables analytiquement. Le problème est résolu par une méthode de type gradient conjugué,  $k_i$  est traité comme un réel mais on ne tient que les solutions où  $k_i$  est entier [15].

On cherche le vecteur solution  $K$  minimisant la fonction scalaire  $G = e^T \cdot e$ , cette fonction représente une erreur quadratique moyenne. Dans l'espace des réels  $\mathbb{R}^N$ , et en un point  $K$ , le gradient de  $G$  se note :

$$\text{grad}G = \nabla G = \left[ \frac{\partial G}{\partial k_1}, \frac{\partial G}{\partial k_2}, \dots, \frac{\partial G}{\partial k_n} \right]^T \quad (\text{III-3})$$

Partant d'un point de départ  $K(0)$ , à l'itération  $(r)$  et au point  $K(r)$ , la fonction  $G$  diminue le plus rapidement dans la direction opposée au vecteur gradient, c'est à dire  $b^{(r)} = -\nabla G(K^{(r)})$ , mais en général, cette direction de descente n'est pas la meilleure, aussi elle ne garantit pas l'obtention de la solution en un nombre fini d'itération. C'est pourquoi on introduit la méthode du gradient conjugué dans laquelle les directions de descente  $b$  sont définies à partir de l'algorithme suivant :

$$K^{(r+1)} = K^{(r)} + p^{(r)} b^{(r)} \quad (\text{III-4})$$

$$b^{(r)} = -\nabla G^{(r)} + c^{(r)} b^{(r-1)} \quad (\text{III-5})$$

$$c(0) = 0 \quad (\text{III-6})$$

$$c^{(r)} = \frac{\nabla G(K^{(r)})^T \cdot \nabla G(K^{(r)})}{\nabla G(K^{(r-1)})^T \cdot \nabla G(K^{(r-1)})} \quad (\text{III-7})$$

La méthode du gradient conjugué cherche donc un minimum de  $G(K)$  par l'itération (III-4). Le scalaire  $p^{(r)}$ , appelé le pas, est déterminé analytiquement en minimisant la quantité  $G(K^{(r+1)})$ , c'est le pas optimal vérifiant :

$$\frac{\partial G(K^{(r)} + p^{(r)}b^{(r)})}{\partial p^{(r)}} = 0 \quad (\text{III-8})$$

Cette méthode étant basée sur une technique itérative, il faut choisir au départ un bon estimé initial  $K(0)$ , le critère d'arrêt des itérations ou de convergence doit tenir compte de la condition de non superposition des sources. Dans le cas où le diagramme désiré est spécifié à partir d'un gabarit, le diagramme synthétisé doit tenir dans ce gabarit.

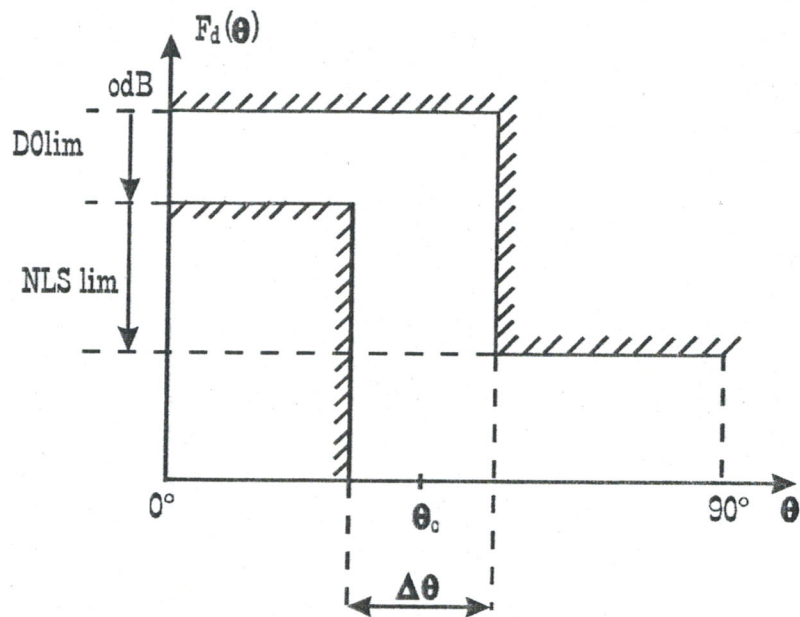
Soit le demi-gabarit (figure III-2) :

pour  $0 < \theta < \theta_0 - \Delta\theta$ , on définit le domaine d'ondulation  $DOlim = fd(\theta)_{min}$  et pour  $\theta_0 + \Delta\theta < \theta < 90^\circ$ , on définit le niveau des lobes secondaires  $NLS = fd(\theta)_{max}$ . A chaque vecteur  $k$  en cours d'itération  $(r)$ , on fait correspondre  $DO(K^{(r)})$  et  $NLS(K^{(r)})$ . A l'aide de ces deux fonctions, on peut définir le critère de convergence et de non superposition des sources :

$$C : \begin{cases} DO(K^{(r)}) \geq DOlim \text{ et } NLS(K^{(r)}) \leq NLSlim \\ [k_i^{(r)}\Delta x - k_{i-1}^{(r)}\Delta x] \geq \Delta xlim \\ k_i \text{ entier, } i = 1, \dots, n \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

#### -Résumé de la méthode

L'algorithme du gradient conjugué appliqué à la synthèse d'un réseau rectiligne à alimentation commutable se résume donc ainsi :



**Figure III-2 :** Demi-gabarit caractérisant le diagramme désiré.

D0lim : domaine d'ondulation maximal désiré.

NLSlim : niveau de lobes secondaires maximal désiré.

A ) Initialisation : choix d'un estimé initial  $K^{(0)}$  de  $K$  :  $K^{(0)} = 0$  ( III-10 )

B ) Répétition pour des valeurs entières croissantes de  $r$  , à partir de  $r = 0$ .

1°- Calcul de:  $f_s^{(r)}$

$$e^{(r)} = |Fd^{(r)} - Fs^{(r)}| \quad ( III-11 )$$

$$G^{(r)} = [e^{(r)}]^T e^{(r)} \quad ( III-12 )$$

2°- calcul du paramètre  $c^{(r)}$  :

$$c^{(r)} = \frac{\nabla G(K^{(r)})^T \nabla G(K^{(r)})}{\nabla G(K^{(r-1)})^T \nabla G(K^{(r-1)})} \quad ( III-13 )$$

3°- Détermination de la direction de descente :

$$b^{(r)} = -\nabla G^{(r)} + c^{(r)}b^{(r-1)} \quad ( III-14 )$$

4°- Détermination du pas optimal :  $p^{(r)}$

5°-Calcul de l'estimé :

$$K^{(r+1)} = K^{(r)} + p^{(r)}b^{(r)} \quad ( III-15 )$$

C ) Test d'arrêt :

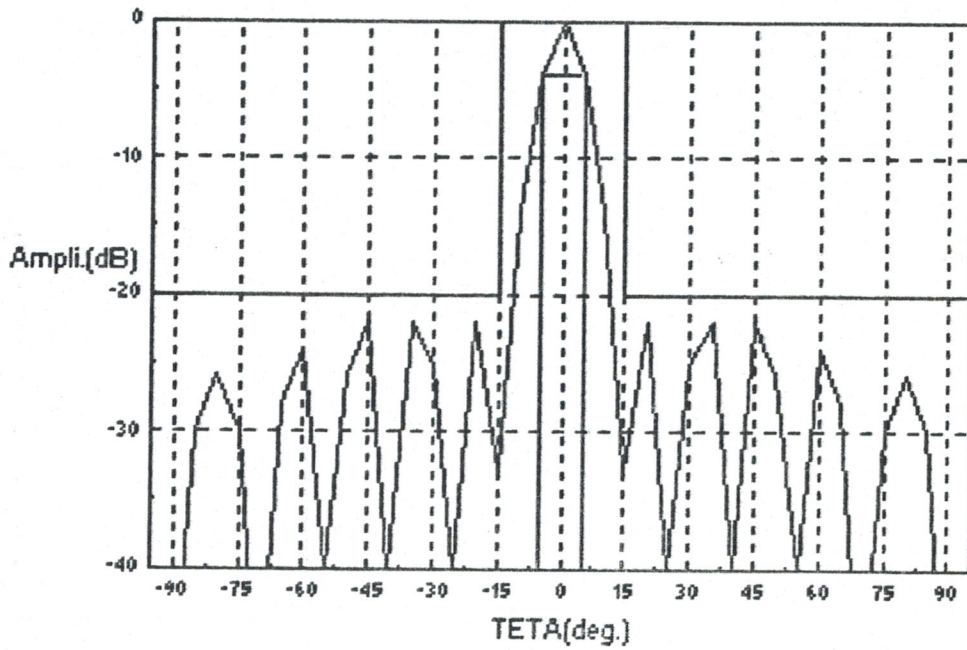
$$C : \begin{cases} DO(K^{(r)}) \geq DOlim \text{ et } NLS(K^{(r)}) \leq NLSlim \\ [k_i^{(r)} \Delta x - k_{i-1}^{(r)} \Delta x] \geq \Delta xlim \\ k_i \text{ entier, } i = 1, \dots, n \end{cases} \quad ( III-16 )$$

Pour un gabarit sectoriel désiré et pour un estimé initial arbitraire, l'application du critère C fournit le diagramme de la figure III-3 pour 12 éléments en service. L'application du même critère avec un domaine d'ondulation  $D_{olim} = -2dB$  et un niveau de lobes secondaires  $NLS_{lim} = -20dB$  nous fournit le diagramme de la figure III-4 à 28 éléments en service.

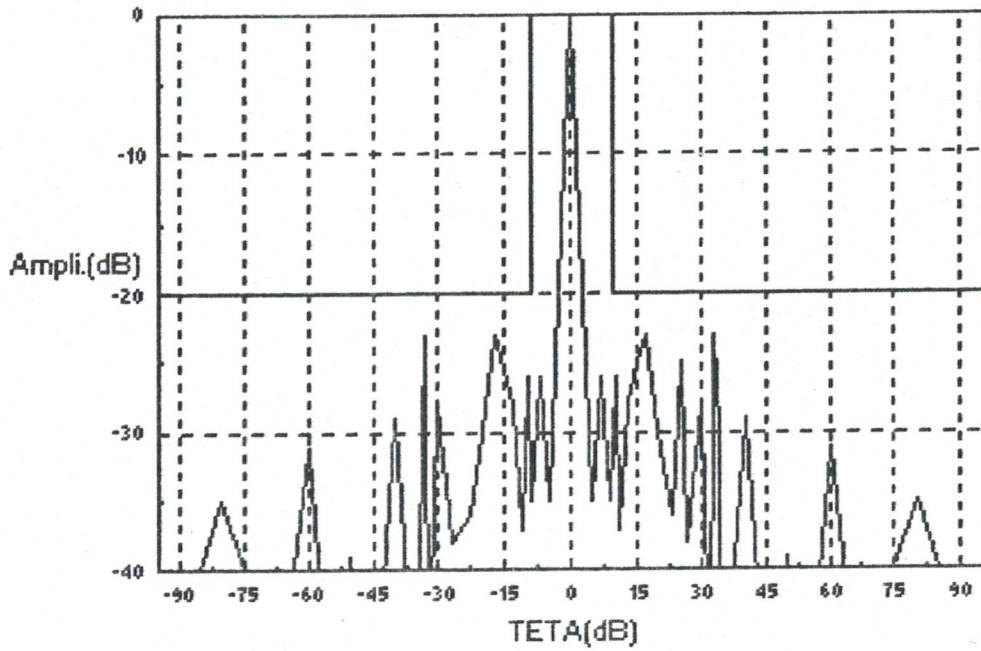
Il faut noter que l'application de la méthode du gradient conjugué pour le critère C fournit une solution  $k_i$  réelle et non entière, les résultats représentés par les figures III-3 et III-4 sont donc des diagrammes synthétisés approchés en utilisant une méthode d'arrondi. En effet, pour un pas  $\Delta x$  donné, on peut prendre un pas multiple de  $\Delta x$  ( $a \Delta x$ ,  $a$  : entier), dans ce cas les coefficients  $k_i$  seront divisés par  $a$ . On peut aussi prendre un diviseur de  $\Delta x$  ( $\Delta x/a$ ,  $a$  : entier), les coefficients  $k_i$  seront alors multipliés par le nombre  $a$ . Le vecteur position spatiale  $X$  s'écrit alors [15] :

$$X = K \cdot \Delta x = aK \frac{\Delta x}{a} = \frac{K}{a} a \Delta x \quad (a : \text{entier}) \quad (III-17)$$

De ce fait, on peut dire que les méthodes d'optimisation classiques sont généralement inefficaces, d'où la nécessité de l'application des méthodes de programmation mathématique.



**Figure III-3** : Gabarit désiré avec Dolim = -3 dB et NLSlim = -20 dB et diagramme synthétisé d'un réseau rectiligne à 12 éléments en service (plan E).



**Figure III-4** : Gabarit désiré avec  $D_{olim} = -2$  dB ET  $NLS_{lim} = -20$  dB et diagramme synthétisé d'un réseau rectiligne à 28 éléments en service (plan E).



## **CHAPITRE IV**

### **APPLICATION DE LA METHODE DE PROGRAMMATION MATHEMATIQUE EN NOMBRE ENTIER**

- CHAPITRE IV -

**APPLICATION DE LA METHODE DE PROGRAMMATION  
MATHEMATIQUE EN NOMBRE ENTIER**

**IV.1. INTRODUCTION**

La résolution des programmes en nombres entiers, c'est à dire des problèmes d'optimisation dans lesquels les variables sont astreintes à ne prendre que des valeurs entières (ou certaines valeurs entières), constitue un des domaines les plus riches et les plus actifs de la programmation mathématique, et le volume de publications et de recherches qui lui ont été consacrées depuis les premiers travaux de Gomory (vers 1958) atteste la difficulté du sujet .

Ce chapitre a pour but de présenter une synthèse de réseaux d'antennes imprimées à loi d'alimentation binaire en adaptant une des principales méthodes de résolution utilisée en programmation en nombre entiers dite méthode d'évaluation et séparation (branch & bound) basée sur une recherche arborescente.

La première idée qui vient à l'esprit, lorsqu'on se trouve confronté à un problème en nombre entier, est d'utiliser une méthode d'arrondi, par exemple en remplaçant dans la solution optimale continue chaque composante fractionnaire par l'entier le plus proche. Cependant, comme on l'a déjà dit dans le chapitre III, les méthodes d'arrondi sont en général inefficaces [38], la solution ainsi obtenue peut ne pas être réalisable et elle peut ne pas être optimale.

Il existe un grand nombre d'algorithmes pour résoudre les problèmes en nombres entiers. Cette prolifération d'algorithmes est due au fait qu'aucun d'entre eux n'est suffisamment puissant pour résoudre tout problème efficacement [39].

Dans cette étude, nous allons tout d'abord aborder la résolution de notre problème de synthèse par l'application de la méthode du simplexe (annexe 1), qui constitue le point de départ de toute recherche opérationnelle basée sur un modèle linéaire. Si la solution optimale correspondante est une solution réalisable entière, cas très particulier de la programmation linéaire (voir annexe 2), il est évident alors que cette solution est celle du problème en nombre entier. Par contre si la solution optimale correspond à une solution réalisable réelle, cette solution devient alors la racine (point de départ) de la méthode d'évaluation et séparation.

Généralement, en pratique on combine avec la méthode d'évaluation et séparation des méthodes dite méthodes heuristiques [40] pour un compromis coût - efficacité d'évaluation meilleure [38], le logiciel GAMS que nous avons utilisé est basé sur ces techniques.

Pour apprécier la validité de notre méthode de synthèse, les performances du réseau d'antennes imprimées à alimentation commutable en fonction de la fréquence, du nombre de sources en service et du pas de réseau sont déterminées.

Notre étude a été étendue ensuite à l'étude du réseau bidimensionnel à alimentation commutable. Nous sommes aussi intéressés au réseau à déphasage, et la question qui s'est posée est la suivante : peut-on utiliser notre réseau à alimentation commutable comme un réseau à déphasage ?, pour cela, nous avons étudié deux types de réseaux. Le premier type, est un réseau bidimensionnel à gradient de phase, et le deuxième type, un réseau tridimensionnel où la phase varie linéairement selon un axe bien défini alors que la commutation de l'alimentation se fait en commutant les sous-réseaux constituant le réseau global, tout en introduisant un gradient de phase.

## IV.2. PRESENTATION DU LOGICIEL GAMS [ 41 ]

l'organigramme simplifié présenté à la page 74 donne les différentes étapes établies pour la résolution d'un programme mathématique en nombre entier , il se résume en l'application des trois méthodes suivantes :

- 1 ) La méthode du simplexe.
- 2 ) La méthode heuristique (pivot & complement).
- 3 ) La méthode d'évaluation et séparation (branch & bound).

## IV.3. DEFINITIONS

-1 ) On appelle programme linéaire (PL) tout problème d'optimisation de la forme :

$$(PL) \left\{ \begin{array}{l} \text{minimiser (maximiser)} Z = Cx \\ \text{sous les contraintes} \\ Ax = b \\ x \geq 0 \end{array} \right. \quad (IV-1)$$

avec:

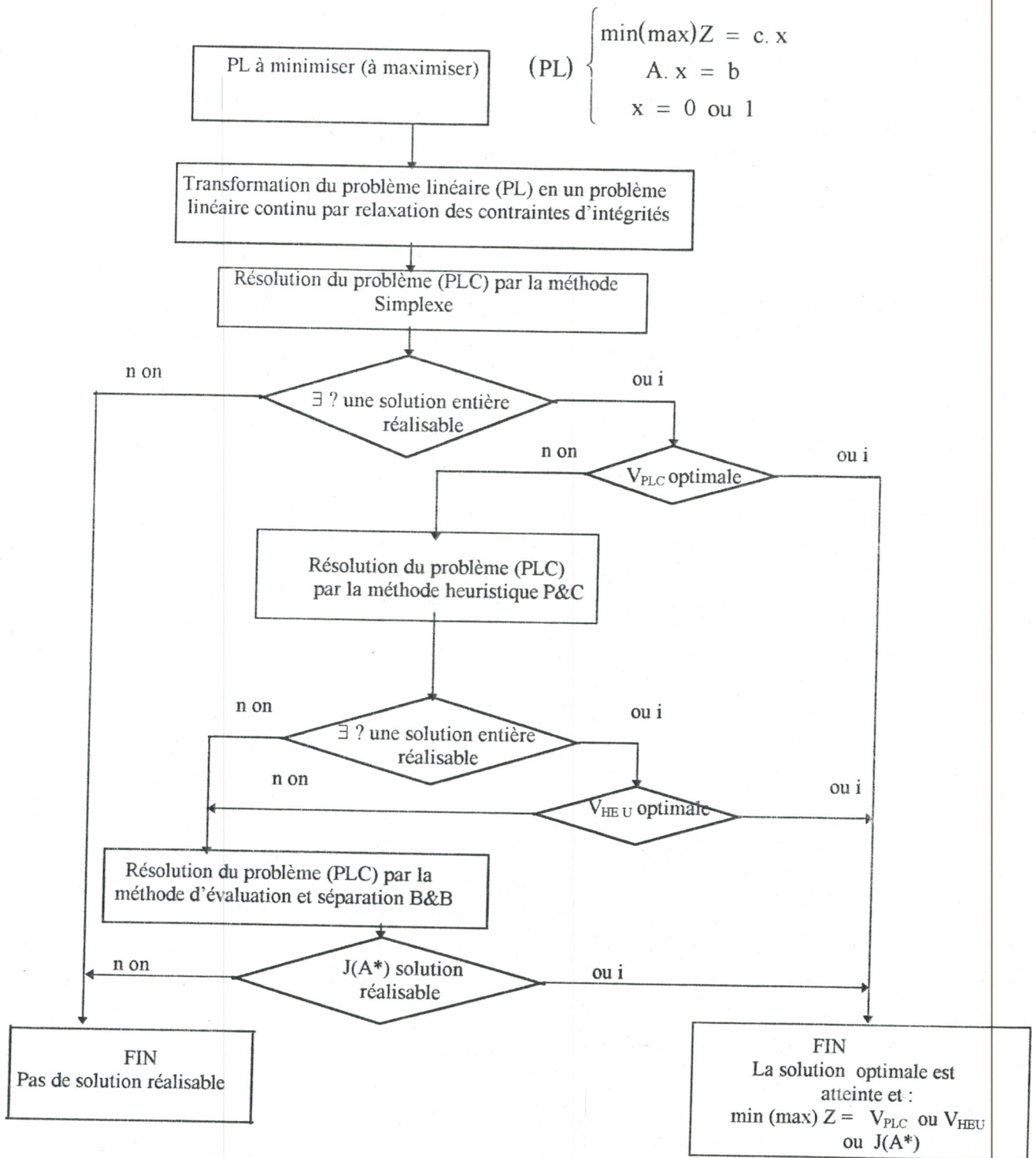
$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$$

$$b = [b_1, b_2, \dots, b_m]^T$$

$$A = [a_{ij}] \quad \text{avec : } i=1, n \quad ; \quad j=1, m$$

-2 ) On appelle programme en nombre entier (PNE) , un programme linéaire (PL) avec  $x_i$  ,  $i=1, n$  des entiers (en particulier  $x_i = 0$  ou  $1$ ,  $i=1, n$  ).

-3 ) le problème (PL) obtenu à partir du (PNE) en relaxant les contraintes d'intégrité sera appelé programme linéaire continu (PLC).



**ORGANIGRAMME SIMPLIFIE DES DIFFERENTES ETAPES DE LA PROGRAMMATION MATHEMATIQUE EN NOMBRE ENTIER**



-4 ) Nous utilisons par la suite la terminologie suivante :

- \* ) Solution réalisable : un ensemble de valeurs pour x qui satisfait toutes les contraintes.
- \* ) Solution optimale : une solution réalisable qui minimise (maximise) la fonction objective.

**IV.4. APPLICATION DE LA PROGRAMMATION LINEAIRE EN NOMBRE ENTIER**

**IV.4.1 SYNTHÈSE PAR LA METHODE DU SIMPLEXE**

L'algorithme du simplexe est basé sur une méthode itérative développée par Dantzig en 1947 et qui est la base de la programmation linéaire à variables réelles [38-44] appliquée dans différents domaines, en particulier à la synthèse du réseau d'antennes imprimées [37,44].

Soit  $f(\theta)$  le diagramme synthétisé normalisé du réseau à loi d'alimentation binaire à  $2N$  éléments donné par l'équation (III-2). Pour déterminer le vecteur d'excitation, nous allons discretiser, comme pour la méthode du gradient conjugué, l'enveloppe désirée en  $M$  valeurs de  $\theta$ , la quantité  $M$  n'étant pas corrélée à  $N$ .

Nous pouvons écrire le système d'inéquations:

$$F_{1inf} \leq f(\theta_1) \leq F_{1sup}$$

$$F_{2inf} \leq f(\theta_2) \leq F_{2sup}$$

.....

$$F_{Minf} \leq f(\theta_M) \leq F_{Msup}$$

( IV-2 )

et définir donc l'ensemble  $V$ :

$$V = \left\{ \begin{array}{l} a \in \mathbb{R}^N / F_{1\text{inf}} \leq c_{11} a_1 + c_{12} a_2 + \dots + c_{1N} a_N \leq F_{1\text{sup}} \\ F_{2\text{inf}} \leq c_{21} a_1 + c_{22} a_2 + \dots + c_{2N} a_N \leq F_{2\text{sup}} \\ \dots \\ F_{M\text{inf}} \leq c_{M1} a_1 + c_{M2} a_2 + \dots + c_{MN} a_N \leq F_{M\text{sup}} \end{array} \right. \quad (\text{IV-3})$$

avec:  $c_{ji} = \cos(k_0 x_i \sin(\theta_j)) \cdot g(\theta_j) \quad j = 1, \dots, M$

$0 \leq a_i \leq 1 \quad i = 1, \dots, N \quad (\text{IV-4})$

ou sous forme matricielle:

$F_{\text{inf}}(M,1) \leq C(M,N) \cdot A(N,1) \leq F_{\text{sup}}(M,1) \quad (\text{IV-5})$

avec:  $C = [C_{ji}]$

$A = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T$

$F_{\text{sup}} = [F_{1\text{sup}}(\theta_1), F_{2\text{sup}}(\theta_2), \dots, F_{M\text{sup}}(\theta_M)]^T$

$F_{\text{inf}} = [F_{1\text{inf}}(\theta_1), F_{2\text{inf}}(\theta_2), \dots, F_{M\text{inf}}(\theta_M)]^T$

Et avec une contrainte supplémentaire de normalisation :

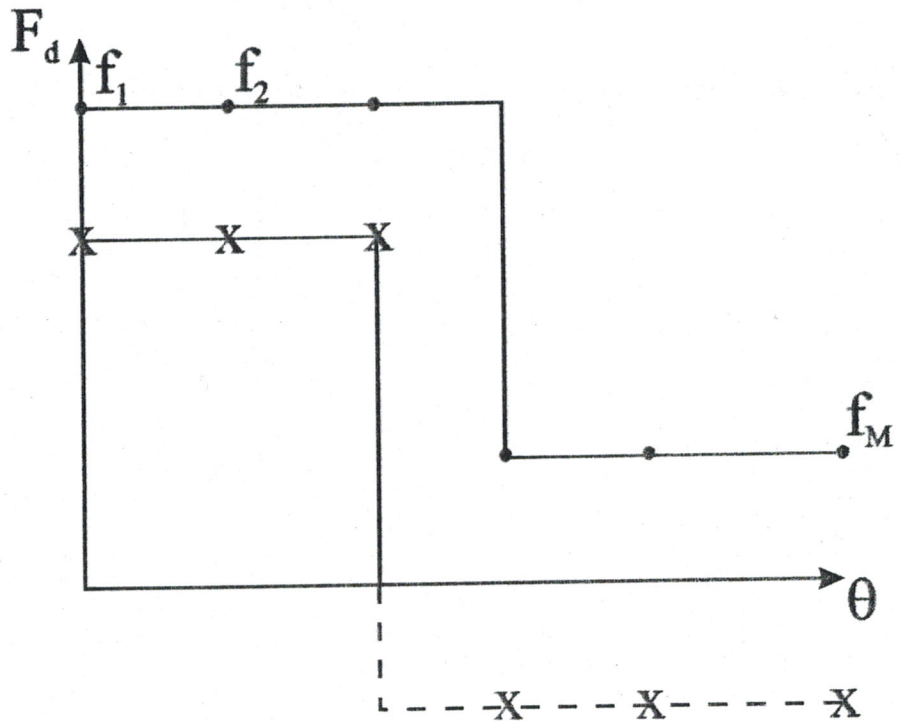
$\sum_{i=1}^N a_i = n \quad (\text{IV-6})$

où  $n$  : est le nombre de sources en service ( $n \leq N$ ).

Le problème de synthèse consiste à minimiser (ou maximiser) la fonctionnelle  $J(A)$  définie par l'application suivante:

$J: \mathbb{R}^N \rightarrow \mathbb{R}^M$

$A \rightarrow J(A) = \begin{cases} CA - F & (\text{cas de minimisation}) \\ CA & (\text{cas de maximisation}) \end{cases} \quad (\text{IV-7})$



**Figure IV-1:** Demi gabarit caractérisant l'enveloppe d'un diagramme sectoriel

• Borne supérieur    x Borne inférieur



Nous cherchons donc  $A^* \in \mathbb{R}^N$  tel que  $J(A^*) = \max(\text{ou min}) J(A)$  sous les contraintes définies par l'ensemble  $V$  et les contraintes (IV-4 et IV-6). Le choix d'une fonctionnelle  $J(A)$  combinaison linéaire des excitations permet éventuellement de privilégier certaines régions du diagramme.

L'application de la méthode du simplexe pour un problème linéaire continu permet d'obtenir les diagrammes synthétisés figures IV-2, IV-3 et IV-4, pour les cas d'un gabarit et d'une fonction triangulaire. Ces résultats sont donnés pour une solution réalisable mixte (c'est à dire entière et réelle), le gabarit désiré contient bien le diagramme synthétisé. Notre problème linéaire continu admet donc une solution réalisable. Afin d'obtenir une solution entière nous avons utilisé le logiciel GAMS qui est basé sur la méthode d'évaluation et séparation et la méthode heuristique (pivot & complément).

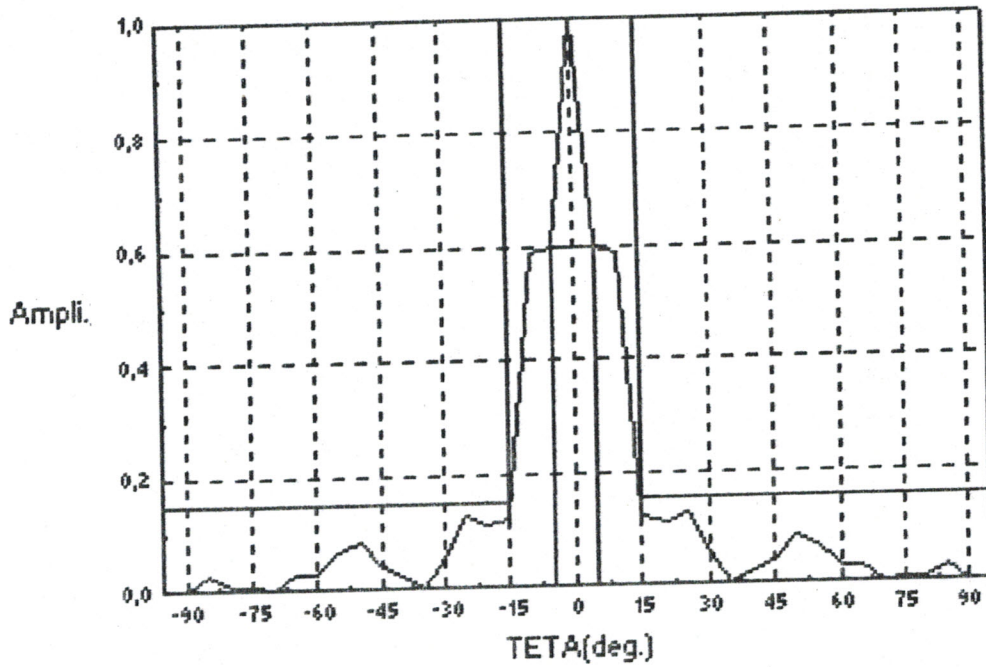
#### IV.4.2 METHODE HEURISTIQUE (Pivot & Complement)

La méthode heuristique [40] recherche une solution entière au voisinage de la solution optimale du problème linéaire continu. Si cette solution est égale à  $V_{HEU}$ , valeur de la fonction objective obtenue par la méthode heuristique, et si l'écart relatif entre cette dernière et  $V_{LPC}$ , valeur de la fonction objective obtenue par la méthode du simplexe (=  $J(A^*)$ ), est inférieure ou égale à la valeur de la tolérance utilisée, à ce moment là nous pouvons dire que  $V_{HEU}$  est notre solution optimale pour une solution entière réalisable :

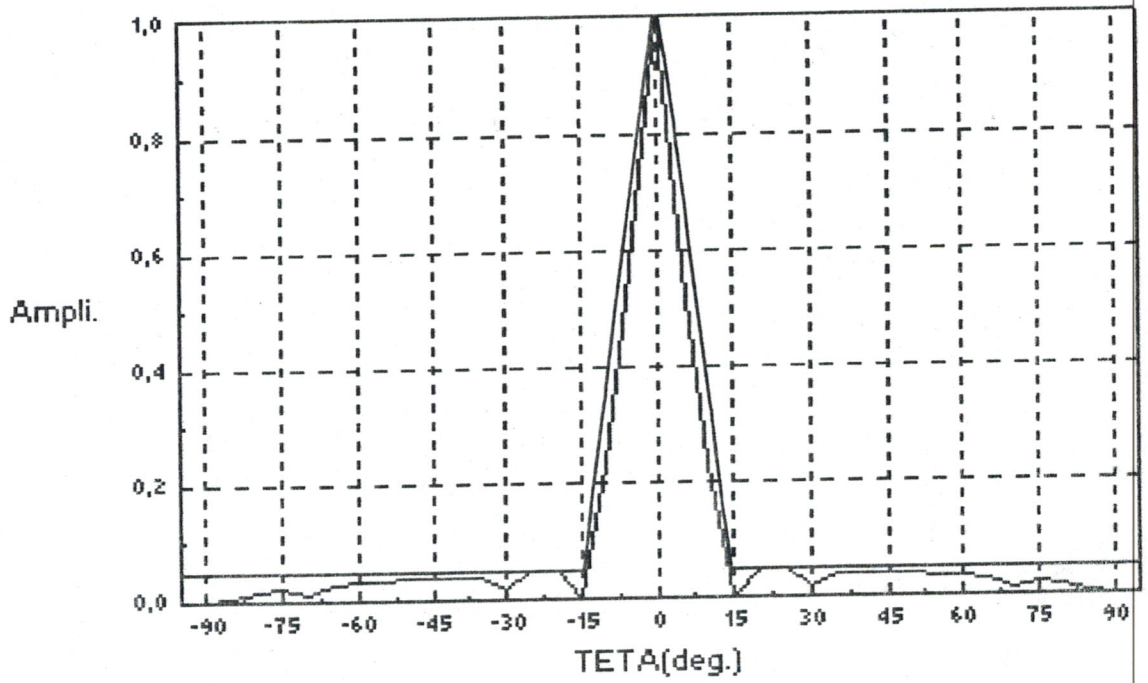
$$|V_{LPC} - V_{HEU}| / |V_{LPC}| \leq \text{tolérance} \quad (\text{IV-8})$$

Par contre, si la solution ne vérifie pas la tolérance ou bien elle est non réalisable dans ce cas le logiciel GAMS va appliquer la méthode d'évaluation et séparation.

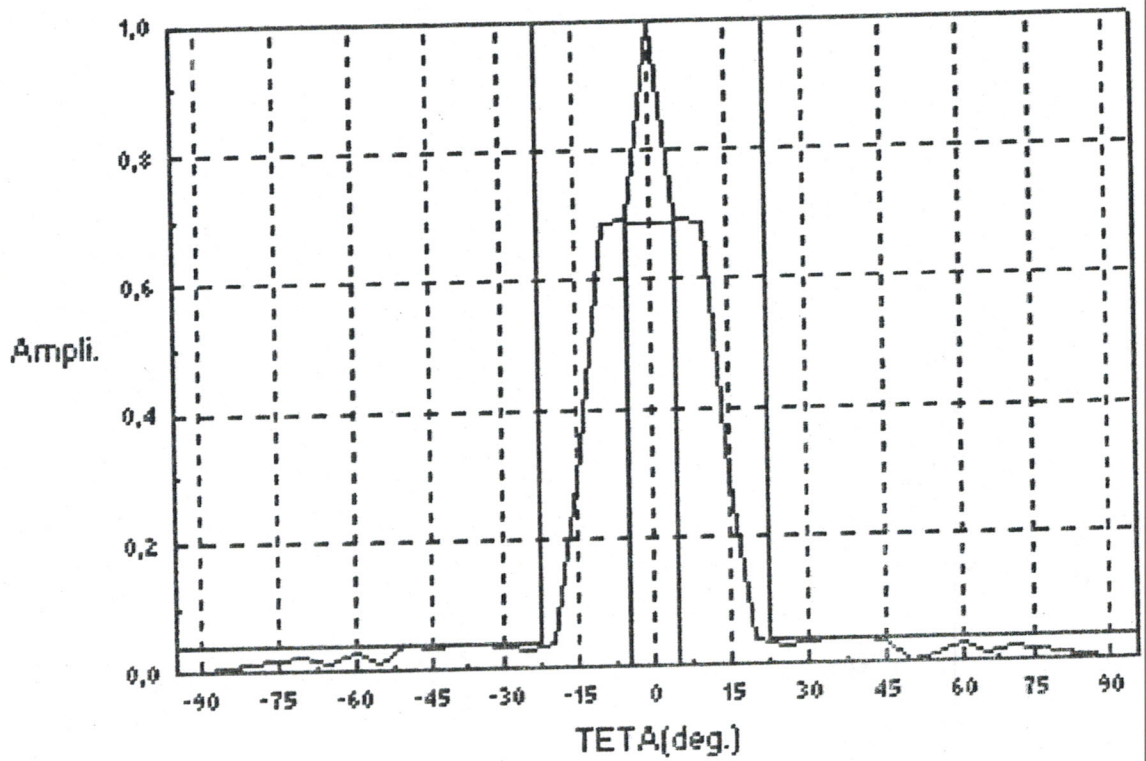
Cette méthode heuristique est combinée avec la méthode d'évaluation et séparation pour un compromis coût - efficacité d'évaluation meilleure de la fonction objective.



**Figure IV-2:** Gabarit désiré avec  $D_{olim} = -4.43$  dB et  $NLS_{lim} = -16.47$  dB et diagramme synthétisé d'un réseau rectiligne à 120 éléments, 30 éléments en service.



**Figure IV-3:** Gabarit désiré avec NLSlim = -26 dB et diagramme synthétisé d'un réseau rectiligne à 120 éléments, 52 éléments en service.



**Figure IV-4:** Gabarit désiré avec  $D_{olim} = -3.09$  dB et  $NLSlim = -30$  dB et diagramme synthétisé d'un réseau rectiligne à 120 éléments, 44 éléments en service.

#### **IV.4.3 METHODE D'EVALUATION ET SEPARATION (branch & bound) [38-44]**

Le principe de cette méthode est dû particulièrement à Land et Doig (1960); Bertier et Roy (1964); Roy, Bertier et Nghiem (1965); Dakin et Hervé (1967). Elle a été ensuite utilisée et développée par de nombreux auteurs.

Le principe de cette méthode peut être décrit par le procédé suivant :

1<sup>ère</sup>-étape :

On sélectionne un certain noeud dans la recherche arborescente. Ce noeud représente le problème dit candidat noté CP, initialement, il représente le problème linéaire continu.

2<sup>ème</sup>-étape :

On choisit la variable binaire, dite  $x_k$ , puis on sépare le problème CP en deux sous-problèmes et on ajoute donc deux nouveaux noeuds dans l'arborescence correspondante aux deux sous-problèmes notés  $SP_1$  et  $SP_2$  (figure IV-5, page 85).

3<sup>ème</sup>-étape :

Après avoir introduit le concept de séparation passons à celui d'évaluation :  
Supposons que pour chaque sommet  $S_i$  de l'arborescence, on passe déterminer par calcul, en appliquant par exemple la méthode du simplexe, un minorant (majorant) noté  $f(S_i)$  de la fonction objective, dite aussi évaluation par défaut, autrement dit :

$$f(S_i) \leq \min_{x \in S_i} J(A) \quad (IV-9)$$

La fonction  $f$  sera appelée fonction d'évaluation.

Construisons progressivement, à partir du niveau 0 (racine de la recherche arborescente) les différents sommets successeurs, la séparation étant faite en examinant les variables dans un certain ordre (à priori arbitraire).

Soit  $A^*$  une solution du problème déterminée au cours des étapes de la construction de l'arborescence tel que :

$$f(S_i) > J(A^*) \quad (IV-10)$$

Par définition de la fonction  $f$ , aucune solution contenue dans  $S_i$  ne peut être meilleure que  $J(A^*)$  et par conséquent on est sûr que  $S_i$  ne contient aucune solution optimale.

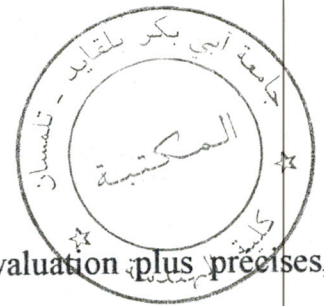
Cette constatation permet d'éviter l'exploration de tous les successeurs directs ou indirects du sommet  $S_i$  dans l'arborescence. Aussi un sommet dont la solution ne satisfait pas les contraintes, sera donc jamais pris en considération dans la recherche arborescente et un bon moyen pour s'en assurer et de lui associer une évaluation  $+\infty$  ( $-\infty$  cas de maximisation).

De façon générale, le nombre de sommets à examiner est d'autant plus faible que l'évaluation d'un sommet constitue une meilleure approximation de l'optimum en nombre entiers dans le sous ensemble de solutions correspondant, autrement dit l'écart

$$\begin{aligned} \text{Min}_{x \in S_i} (\text{Max}) J(A) - f(S_i) \\ Ax = b \end{aligned} \quad (IV-11)$$

est faible.

Cependant, une telle évaluation est généralement coûteuse en temps de calcul [38]. En pratique, il faudra généralement trouver un bon compromis entre des fonctions constituant des approximations assez grossières, mais plus rapides à calculer,



en utilisant des méthodes heuristiques, et des fonctions d'évaluation plus précises, mais plus longues à calculer.

L'application de la méthode nous fournit le diagramme de la figure IV-6 plan E avec 6 éléments en service, le niveau des lobes secondaires obtenu par cette méthode est inférieur à -20 dB et le gabarit désiré contient bien le diagramme synthétisé. C'est le cas aussi de la synthèse présentée sur la figure IV-7 mais avec un plus grand nombre de sources en service (18éléments). L'application de la même méthode et du critère (Dolim = -7dB et NLSlim = -25dB) dans le plan H avec 12 éléments en service, nous fournit le diagramme de la figure IV-8.

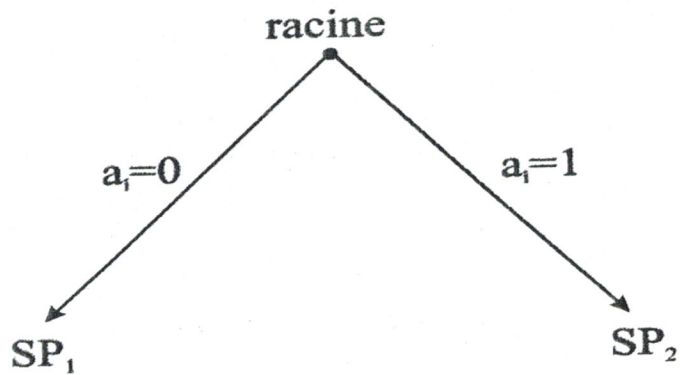
#### **IV.5. PERFORMANCE EN FONCTION DE LA FREQUENCE, LE NOMBRE DE SOURCE EN SERVICE ET L'ESPACEMENT ENTRE SOURCES**

Cette étude consiste à mettre en évidence l'influence de la fréquence, le nombre de sources et l'espacement entre sources sur la synthèse de réseau d'antennes imprimées pour un diagramme synthétisé de forme sectoriel.

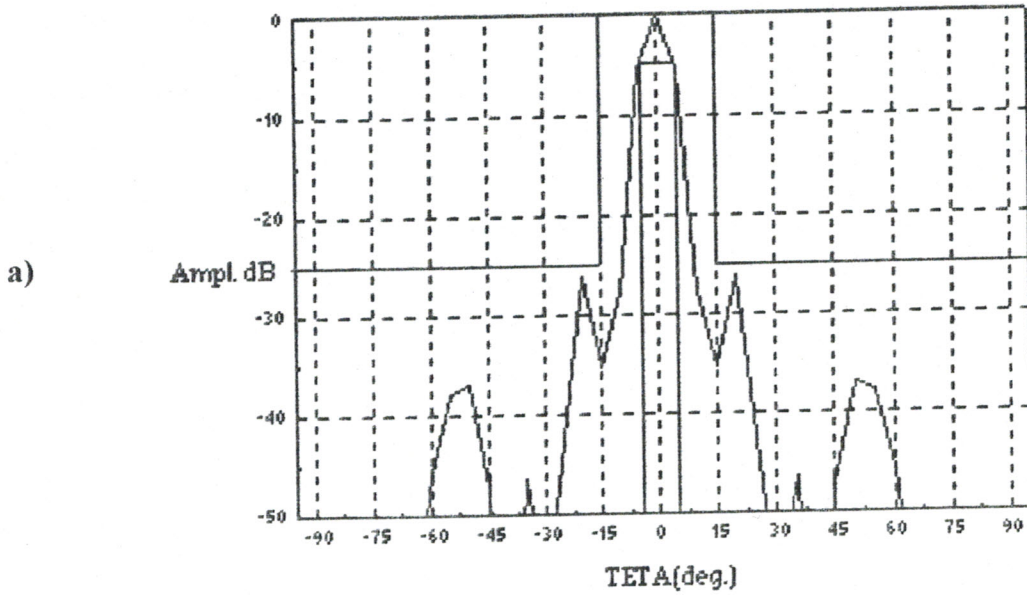
Notre problème consiste à trouver le niveau du lobe secondaire limite NLSlim et le niveau du domaine d'ondulation limite Dolim.

Pour étudier l'influence de la fréquence, nous avons varié cette dernière dans la bande [3 Ghz ,17 Ghz] pour quelques valeurs pratiques définies en fonction des dimensions de l'élément rayonnant (annexe 3).

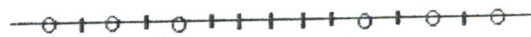
La performance en fonction de la fréquence de la méthode est représentée sur la figure IV-9 page 89, une analyse des résultats montre l'influence de la fréquence sur le niveau du lobe secondaire alors que le niveau du domaine d'ondulation reste constant, ceci est dû au fait que le facteur de réseau ne dépend pas de la fréquence et donc seul le



**Figure IV-5:** Schéma d'une itération de l'arborescence.  
(A l'étape 0, la racine représente le problème initial )

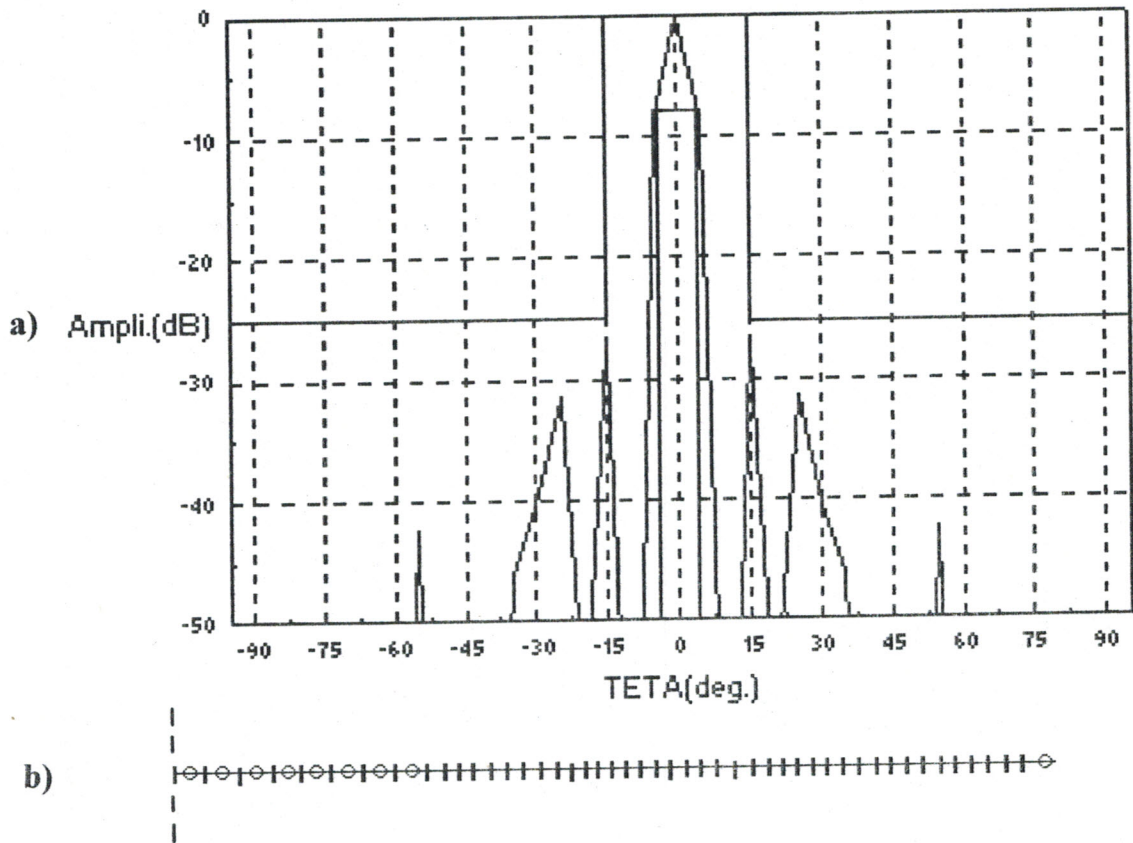


b)



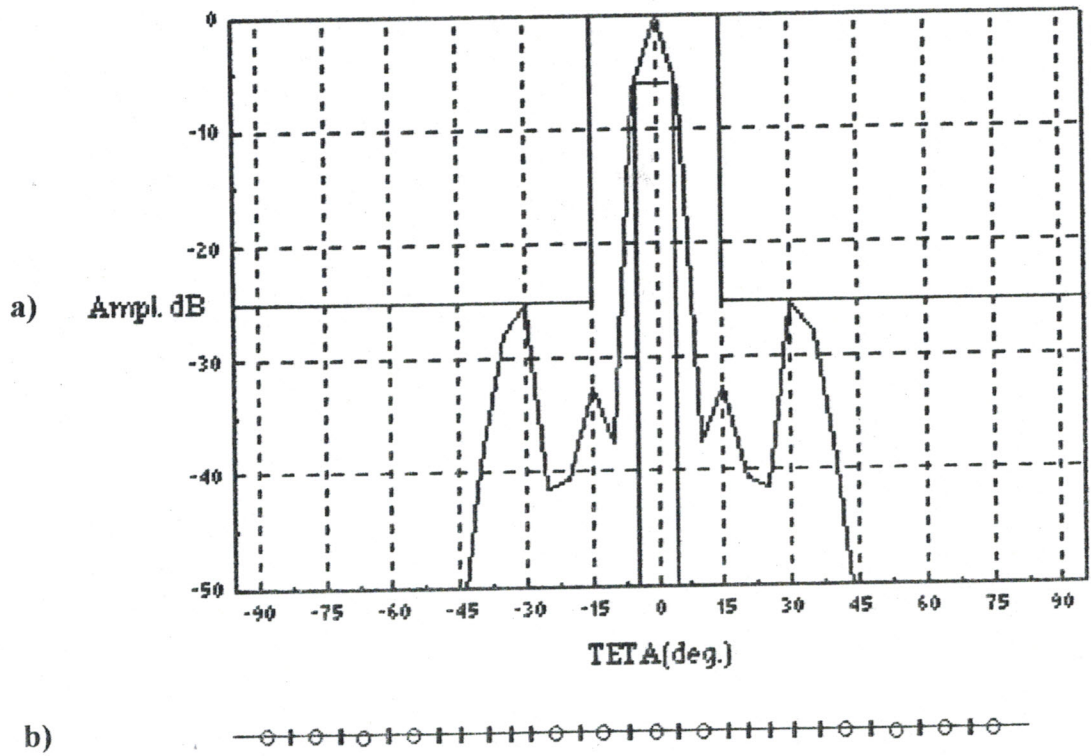
**Figure IV-6 :** a) Diagramme désiré et synthétisé d'un réseau rectiligne à 6 éléments en service plan E.  
b) 13 positions possibles des sources avec (o) source en service et (|) sources hors service ou absente.





**Figure IV-7 :** a) Diagramme désiré et synthétisé d'un réseau rectiligne à 18 éléments en service plan E

b) Demi-répartition des sources possibles (111 au total) avec (o) sources en service et (|) sources hors service ou absente.



**Figure IV-8:** a) Diagramme désiré et synthétisé d'un réseau rectiligne à 12 éléments en service plan H.  
b) 27 positions possibles des sources avec (o) source en service et (|) sources hors service ou absente.

diagramme de la source a une influence sur ce domaine. Sachant que, d'après le principe de la multiplication des diagrammes, le diagramme synthétisé est le produit du facteur de réseau par le diagramme de rayonnement de la source, ceci confirme bien ce qui a été déjà soulevé au chapitre I concernant l'influence de la source sur le diagramme synthétisé.

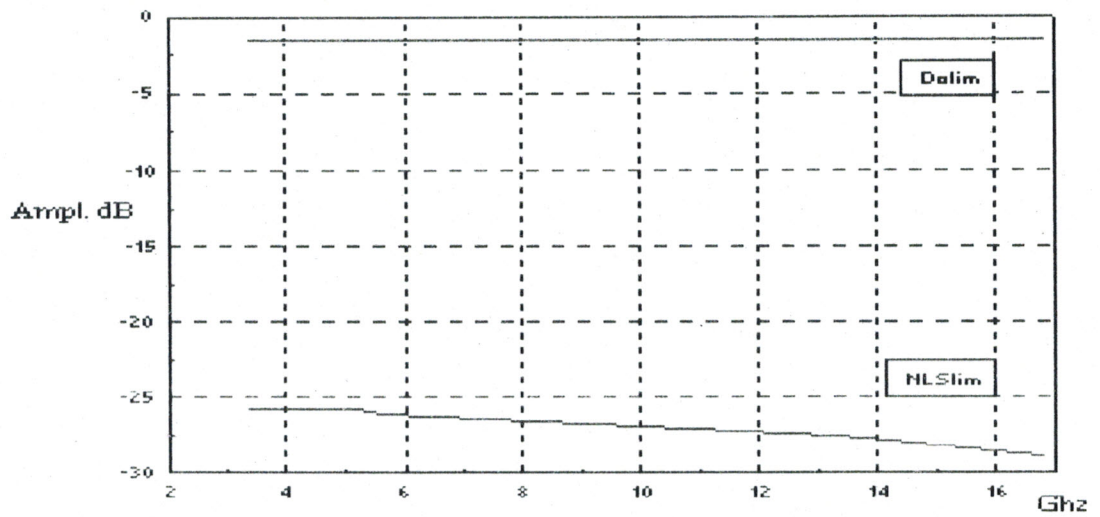
Quant à l'étude en fonction du nombre de source  $n$  en service (figure IV-10), nous constatons une variation des deux niveaux (niveau du lobe secondaire NLSlim et du niveau du domaine d'ondulation Dolim), plus le nombre de source en service augmente plus le niveau du domaine d'ondulation diminue avec une augmentation du niveau du lobe secondaire limite NLSlim. Ce résultat reste évident car plus le lobe principal du diagramme de rayonnement est directif plus le niveau des lobes secondaires est faible.

Le même résultat est constaté aussi sur la variation de l'espacement entre sources, où une augmentation de l'espacement entre sources provoque un élargissement du lobe principale avec une augmentation du niveau du lobe secondaire figures IV-11 et IV-12 (ce résultat reste vérifier que ce soit dans le plan E ou le plan H).

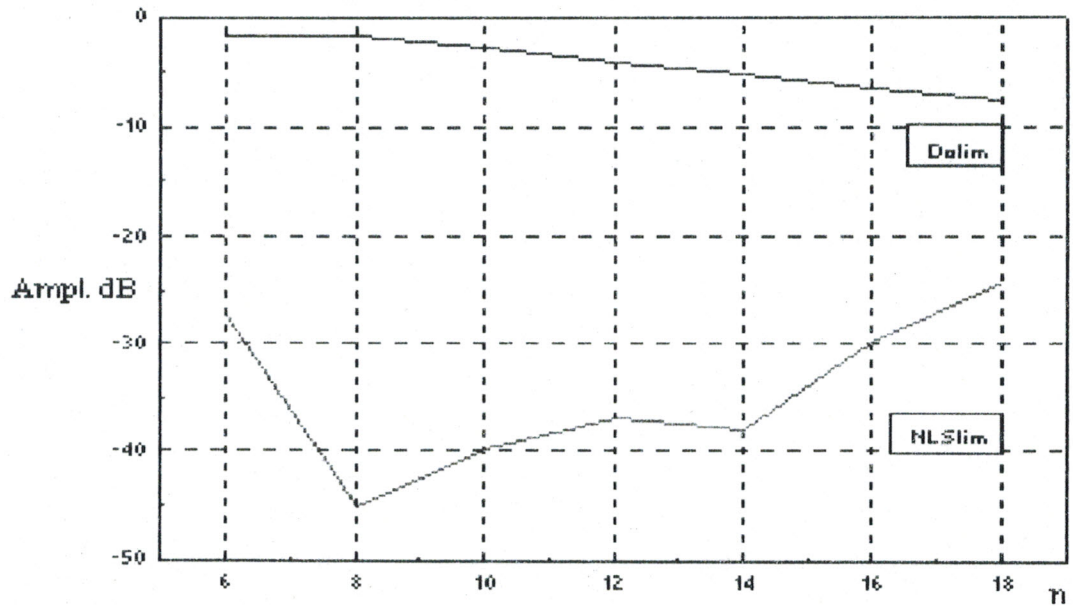
#### **IV.6. CHOIX DU PAS DE RESEAU**

D'après la figure IV-11 nous avons constaté que pour des faibles valeurs du pas, la grandeur du domaine d'ondulation est faible, ce résultat est à souhaiter en pratique. Cependant, un espacement entre sources qui est inférieur à  $0.5 \lambda$  provoque un effet de couplage entre sources et par la suite une désadaptation entre l'impédance d'entrée de la source et celle de la ligne d'excitation.

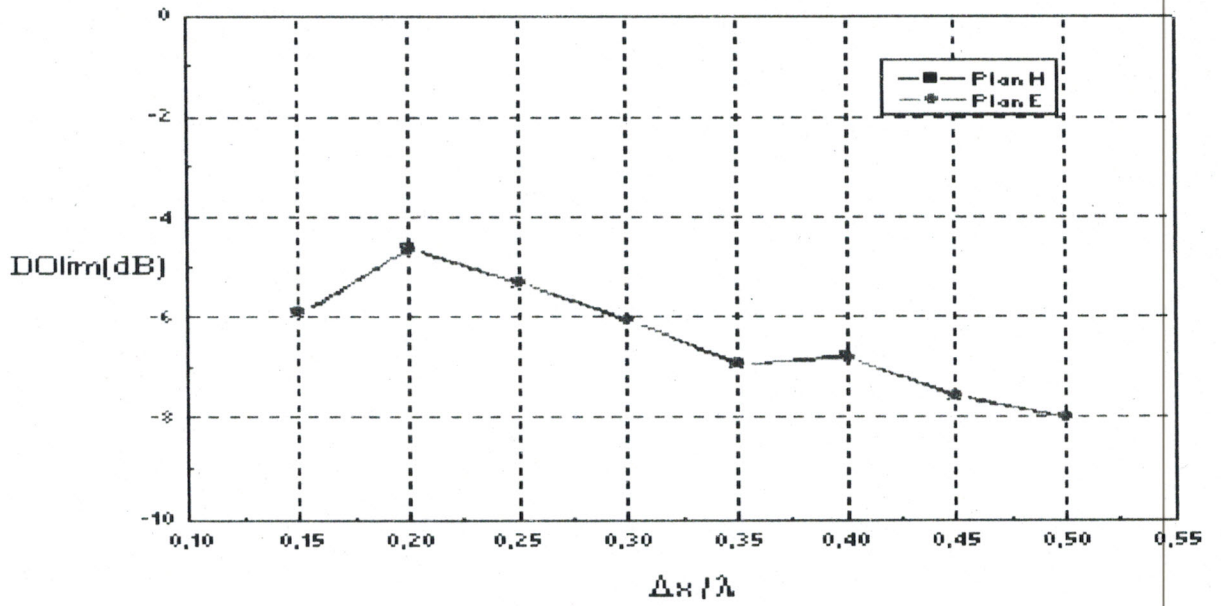
Pour remédier à ce problème, nous avons juger intéressant de changer dans notre problématique, la distribution initiale des sources, c'est à dire partir d'une



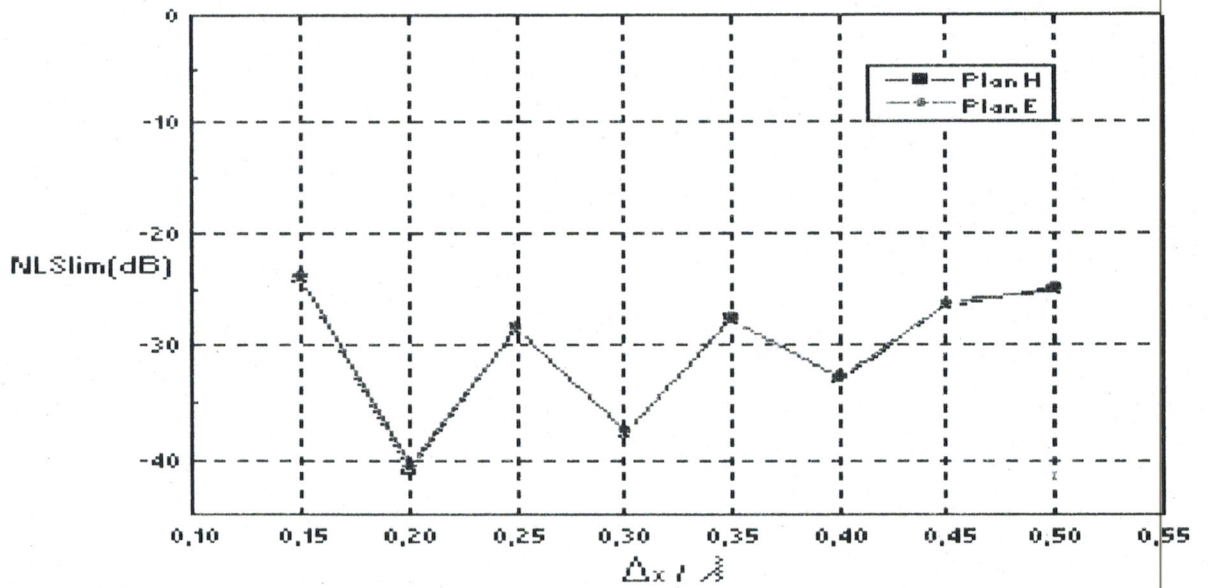
**Figure IV-9:** Variation du niveau du lobe secondaire limite NLSlim et du niveau d'ondulation limite Dolim en fonction de la fréquence .



**Figure IV-10:** Variation du niveau du lobe secondaire limite NLSlim et du niveau d'ondulation limite Dolim en fonction du nombre de sources en service n .



**Figure IV-11:** Variation du niveau du domaine d'ondulation limite NLSlim en fonction de l'espacement entre sources dans le plan E et le plan H.



**Figure IV-12:** Variation du niveau du lobe secondaire limite NLSlim en fonction de l'espacement entre sources dans le plan E et le plan H.

distribution régulière d'un pas égal à  $0.25 \lambda$  dans la synthèse de réseaux, et ne prendre que les sources espacées de  $0.5 \lambda$ , les autres sources sont considérées alors hors service (figure IV-13).

#### **IV.7. RESEAU BIDIMENSIONNEL**

La méthode de synthèse déjà utilisée pour un réseau rectiligne d'antennes (unidimensionnel) peut être aussi étendue au réseau bidimensionnel plan. Pour cela, on considérera le réseau bidimensionnel comme une association en réseau rectiligne de plusieurs sous-réseaux rectilignes identiques, la direction angulaire  $\theta$  sera alors remplacée par le couple de directions angulaires  $(\theta, \phi)$ .

Soit un réseau bidimensionnel et symétrique où les sources en service occupent une partie seulement des  $(2N_x+1).(2N_y+1)$  positions régulièrement espacées avec des pas  $\Delta x$  selon la direction OX et  $\Delta y$  selon la direction OY. Les autres positions correspondent à des sources hors service ou à une absence de source (figure IV-14). Toutes les sources en service ont leurs alimentations équiamplitudes et équiphasés.

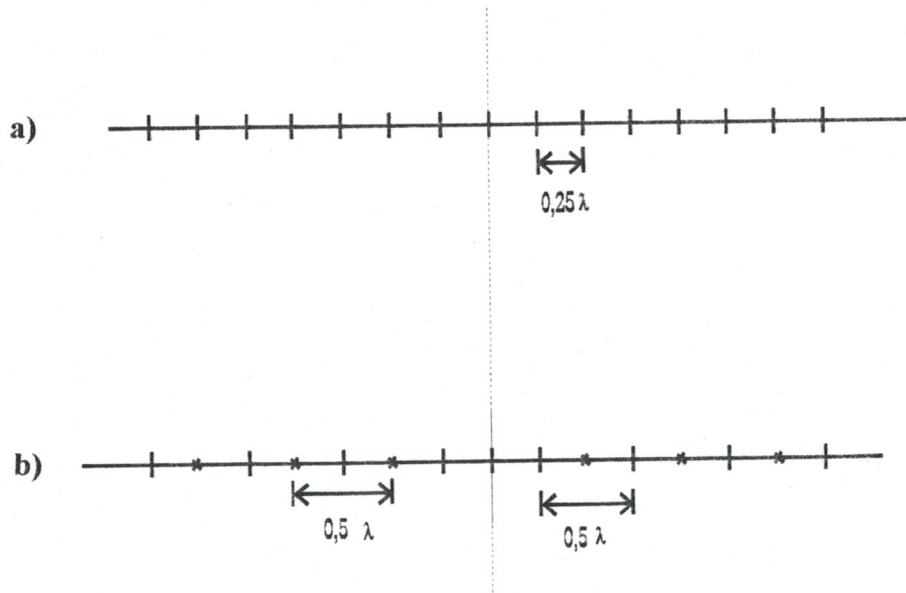
On envisage deux cas selon le nombre total  $n$  de sources en service, pair ou impair [15]:

1- Le nombre total  $n$  des sources en services est pair :

Il peut s'écrire sous deux formes:

\*)  $n = 2n_x \cdot 2n_y$  ( $2n_x < 2N_x+1$  et  $2n_y < 2N_y+1$ ;  $n_x$  et  $n_y$ : nombres connus,  $N_x$  et  $N_y$ : nombres connus à priori grands, dans ce cas, les sources localisées sur les axes OX et OY, c'est à dire ayant pour coordonnées respectives  $(x_i, 0)$  et  $(0, y_i)$ , seront toujours absentes.

\*)  $n = 2n_x(2n_y+1)$  (où  $n=2n_y(2n_x+1)$ ), dans ce cas, les sources localisées sur l'axe OX (ou OY) seront toujours absentes.

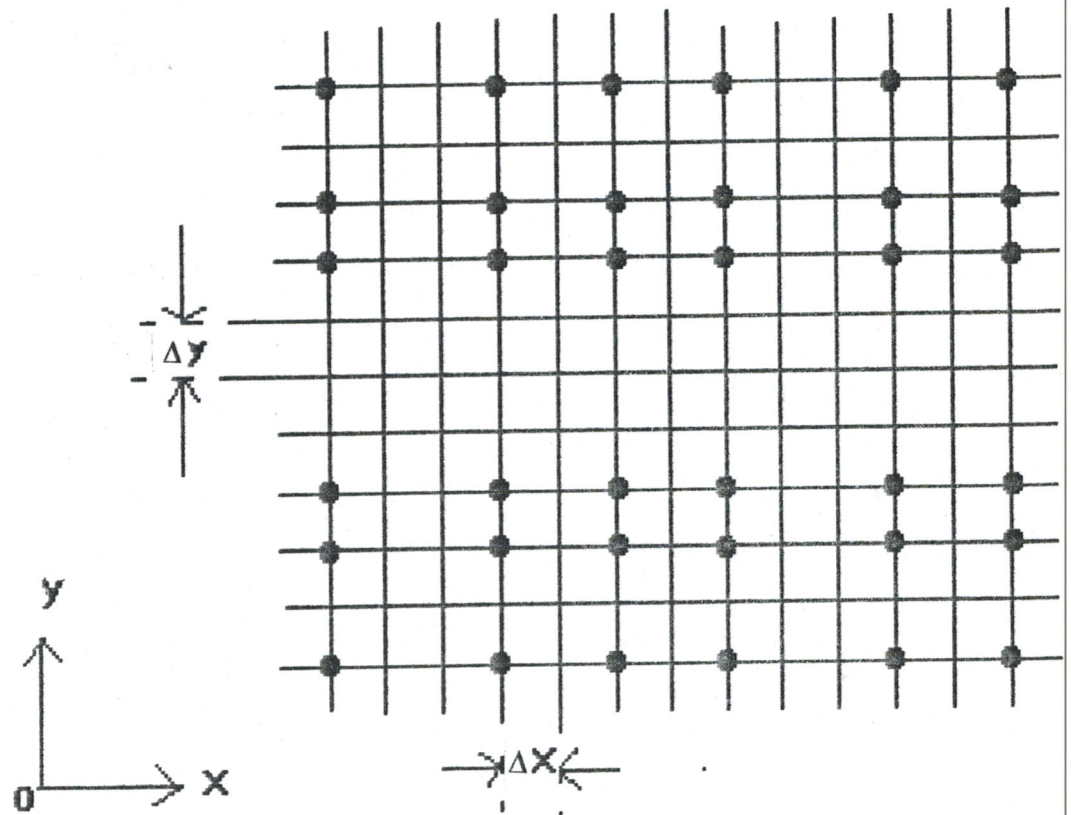


**Figure IV-13 :** a) Répartition spatiale initiale (pas =  $0,25\lambda$ ).

b) Répartition spatiale initiale modifiée (pas =  $0,5\lambda$ ).

× : cas pair .

| : cas impair.



**Figure IV.14 :** Réseau bidimensionnel à alimentation commutable.



2- Le nombre total  $n$  des sources en service est impair :

$n=(2n_x+1)(2n_y+1)$  ( $2n_x+1 \leq 2N_x+1$  et  $2n_y+1 \leq 2N_y+1$ ), dans ce cas les sources localisées sur les axes OX et OY seront forcément en service (alimentées).

Dans les deux cas du réseau, il n'y aura que  $n_x+n_y$  positions inconnues à déterminer. La méthode de synthèse peut donc être développée dans le seul cas où  $n$  est pair et il sera facile de trouver les résultats de la synthèse dans le cas où  $n$  est impair.

Pour cela, ramenons le problème à une recherche des vecteurs  $A_x$  et  $B_y$  amplitudes des excitations des  $2N_x, 2N_y$  éléments rayonnants :

$$A_x = [a_{1_x}, a_{2_x}, \dots, a_{N_x}]^T$$

et

(IV-12)

$$B_y = [b_{1_y}, b_{2_y}, \dots, b_{N_y}]^T$$

avec les contraintes :

$$a_i = 0 \text{ ou } 1 \quad \text{pour } 1_x \leq i \leq N_x.$$

et

$$b_j = 0 \text{ ou } 1 \quad \text{pour } 1_y \leq j \leq N_y.$$

Et avec une contrainte supplémentaire de normalisation :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{N_x} a_i = n_x \\ \sum_{j=1}^{N_y} b_j = n_y \end{cases}$$

(IV-13)

Le diagramme de directivité normalisé, pour un réseau symétrique, est donnée par :

$$F_S(\theta, \phi) = \frac{1}{n_x} \sum_{i=1}^{N_x} a_i \cos(k_0 x_i \sin \theta \cos \phi) \cdot \frac{1}{n_y} \sum_{j=1}^{N_y} b_j \cos(k_0 y_j \sin \theta \sin \phi) \cdot f(\theta, \phi) \quad (\text{IV-14})$$

où  $f(\theta, \phi)$  est le diagramme de directivité d'un élément rayonnant.

L'expression du diagramme synthétisé  $F_s(\theta, \phi)$  peut se mettre sous la forme :

$$F_s(\theta, \phi) = F_{R_s}(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi) \quad (\text{IV-15})$$

$F_{R_s}(\theta, \phi)$  est le facteur de réseau qui dépend ici de l'amplitude des excitations, il peut alors s'écrire sous la forme d'un produit de facteur de réseau.

En effet, en posant :

$$F_{R_{s_x}}(\theta, \phi) = \frac{1}{n_x} \sum_{i=1}^{N_x} a_i \cos(k_0 x_i \sin \theta \cos \phi) \quad (\text{IV-16})$$

$$F_{R_{s_y}}(\theta, \phi) = \frac{1}{n_y} \sum_{j=1}^{N_y} b_j \cos(k_0 y_j \sin \theta \sin \phi) \quad (\text{IV-17})$$

Le diagramme  $F_s(\theta, \phi)$  s'écrit :

$$\begin{aligned} F_s(\theta, \phi) &= F_{R_{s_x}}(\theta, \phi) \cdot F_{R_{s_y}}(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi) \\ &= F_{R_{s_x}}(\theta, \phi) \cdot H_s(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (\text{IV-18})$$

$H_s(\theta, \phi)$  représente le diagramme de directivité d'un réseau rectiligne.  $F_s(\theta, \phi)$  représente donc le diagramme de directivité d'une association en réseau rectiligne de sous-réseaux rectilignes. En utilisant le principe de multiplication des diagrammes, on peut mettre chacun des deux diagrammes, le diagramme désiré  $F_d(\theta, \phi)$  et le diagramme de l'élément rayonnant  $f(\theta, \phi)$  sous la forme d'un produit de deux diagrammes de rayonnement :

$$F_d(\theta, \phi) = F_d(\theta, \phi)^{1/2} \cdot F_d(\theta, \phi)^{1/2} \quad (\text{IV-19})$$

$$f(\theta, \phi) = f(\theta, \phi)^{1/2} \cdot f(\theta, \phi)^{1/2} \quad (\text{IV-20})$$

En revenant à l'expression de  $F_s(\theta, \phi)$ , on peut alors écrire :

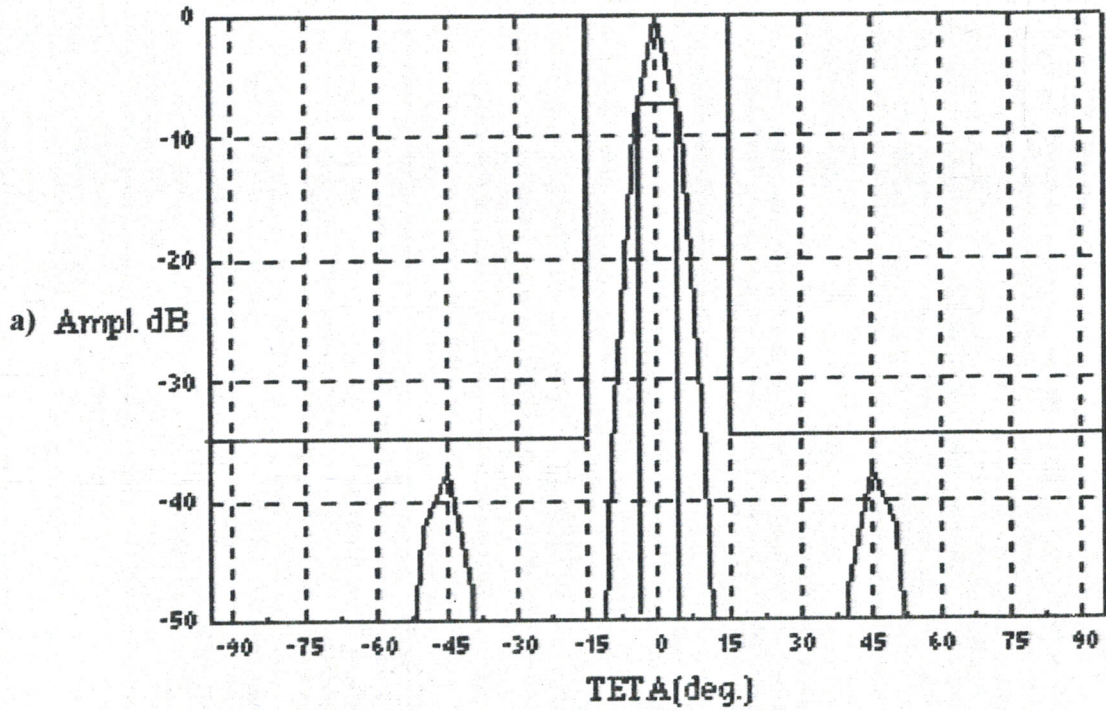
$$F_s(\theta, \phi) = F_{R_{s_x}}(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi)^{1/2} \cdot F_{R_{s_y}}(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi)^{1/2} \quad (\text{IV-21})$$

Sous cette forme,  $F_s(\theta, \phi)$  est le produit de deux diagrammes de rayonnement de réseau rectiligne.

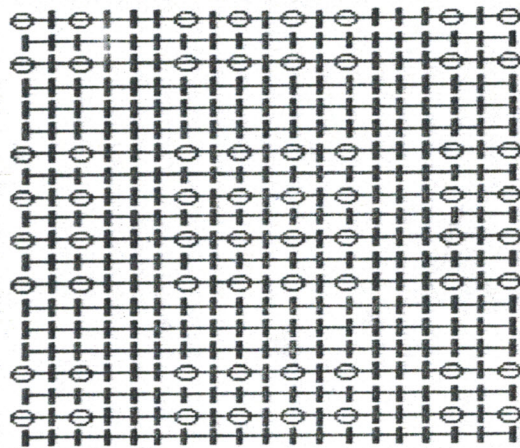
La figure IV-15 montre une application de la méthode pour un réseau plan à 64 éléments en service (il y'a 729 positions possibles des sources ), les résultats d'un réseau plan sont nettement meilleurs par rapport à un réseau rectiligne (le niveau du lobe secondaire limite est inférieur à celui d'un réseau rectiligne avec un lobe principal directif).

#### IV. 8. RESEAU BIDIMENSIONNEL A DEPHASAGE

Nous nous sommes intéressés jusqu'ici qu'à l'influence du seul paramètre amplitude de l'alimentation complexe en prenant une phase constante, ce qui nous a permis d'étudier que des diagrammes symétriques.



b)



**Figure IV-15:** a) Diagramme désiré et synthétisé d'un réseau plan à 64 éléments en service plan E.

b) Répartition spatiale correspondant au réseau plan à 64 éléments en service; 729 positions possibles des sources.

Nous proposons ici une étude de synthèse de réseaux d'antennes imprimées à alimentation commutable (cas d'une alimentation par ligne coaxiale) et à alimentation pseudo-commutable (cas d'une alimentation à trois dimensions), avec un dépointage du diagramme de rayonnement (diagramme dissymétrique). Le diagramme synthétisé n'est plus alors à phase constante .

#### IV. 8. 1. CAS D'UNE ALIMENTATION PAR LIGNE COAXIALE

Pour ce premier cas, la loi d'alimentation complexe est donnée par [14]:

$$W_i = a_i e^{-j i \varphi} \quad (IV-22)$$

Pour un réseau linéaire symétrique, nous postulons la symétrie des amplitudes et l'antisymétrie des phases d'excitation [45]:

$$\begin{cases} a_i = a_{-i} \\ \varphi_i = -\varphi_{-i} \end{cases} \quad 1_x \leq i \leq n_x \quad (IV-23)$$

$$\begin{cases} b_j = b_{-j} \\ \varphi_j = -\varphi_{-j} \end{cases} \quad 1_y \leq j \leq n_y$$

D'après l'équation VI-22 , l'expression du diagramme de directivité normalisé du réseau bidimensionnel devient alors :

$$F_s(\theta, \phi) = \frac{1}{n_x} \sum_{i=1}^{N_x} a_i \cos(k_0 x_i \sin \theta \cos \phi - i. \varphi) * \frac{1}{n_y} \sum_{j=1}^{N_y} b_j \cos(k_0 y_j \sin \theta \sin \phi - j. \varphi). f(\theta, \phi) \quad (IV-24)$$

Les résultats obtenus, par l'application de notre méthode, pour une orientation du lobe principal à +25° sont donnés par la figure IV-16 ces résultats montre bien que le réseau d'antennes imprimées à alimentation commutable peut être utilisé comme un réseau à déphasage ( ceci bien entendu en quantifiant la phase de l'excitation) .

#### IV. 8. 2. CAS D'UNE ALIMENTATION A TROIS DIMENSIONS

Soit un réseau bidimensionnel non périodique à  $2N_x \cdot 2N_y$  éléments. Le réseau possède  $2N_x$  rangées d'éléments non équidistants parallèles à l'axe OY et  $2N_y$  sous-réseaux parallèles à l'axe OX (figure IV-17).

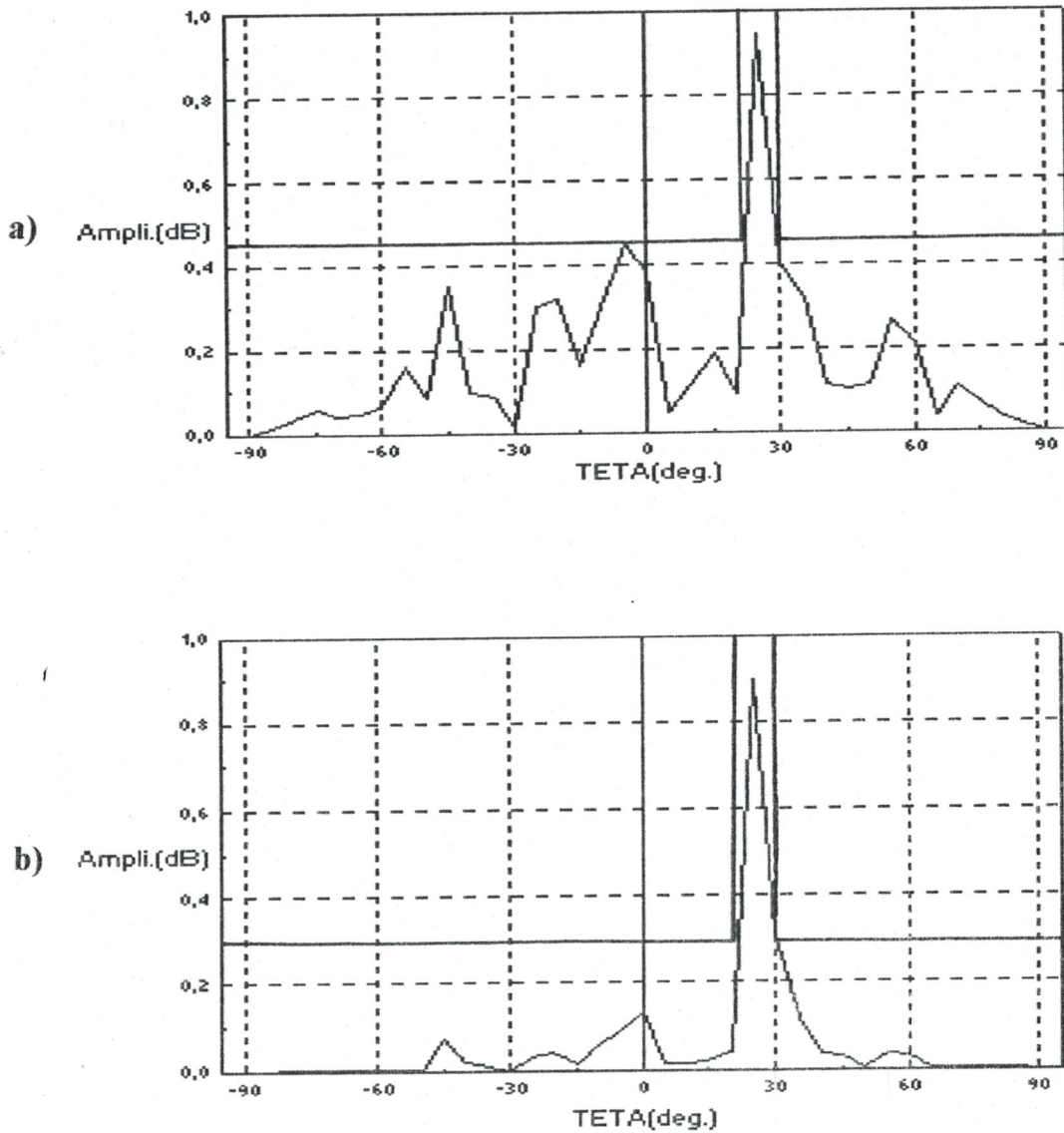
Nous considérons que les éléments sont alimentés avec la même amplitude et des phases qui varient linéairement en fonction de la position spatiale des sources selon OX et OZ avec introduction d'un gradient de phase selon OY. Dans ce cas, l'élément d'ordre  $(m,n,l)$  localisé en  $(x_m, y_n, z_l)$  peut être alimenté par un signal d'amplitude  $A_{m,n,l}$  et de phase  $\varphi_{m,n,l}$ .

Le diagramme de directivité d'un tel réseau est :

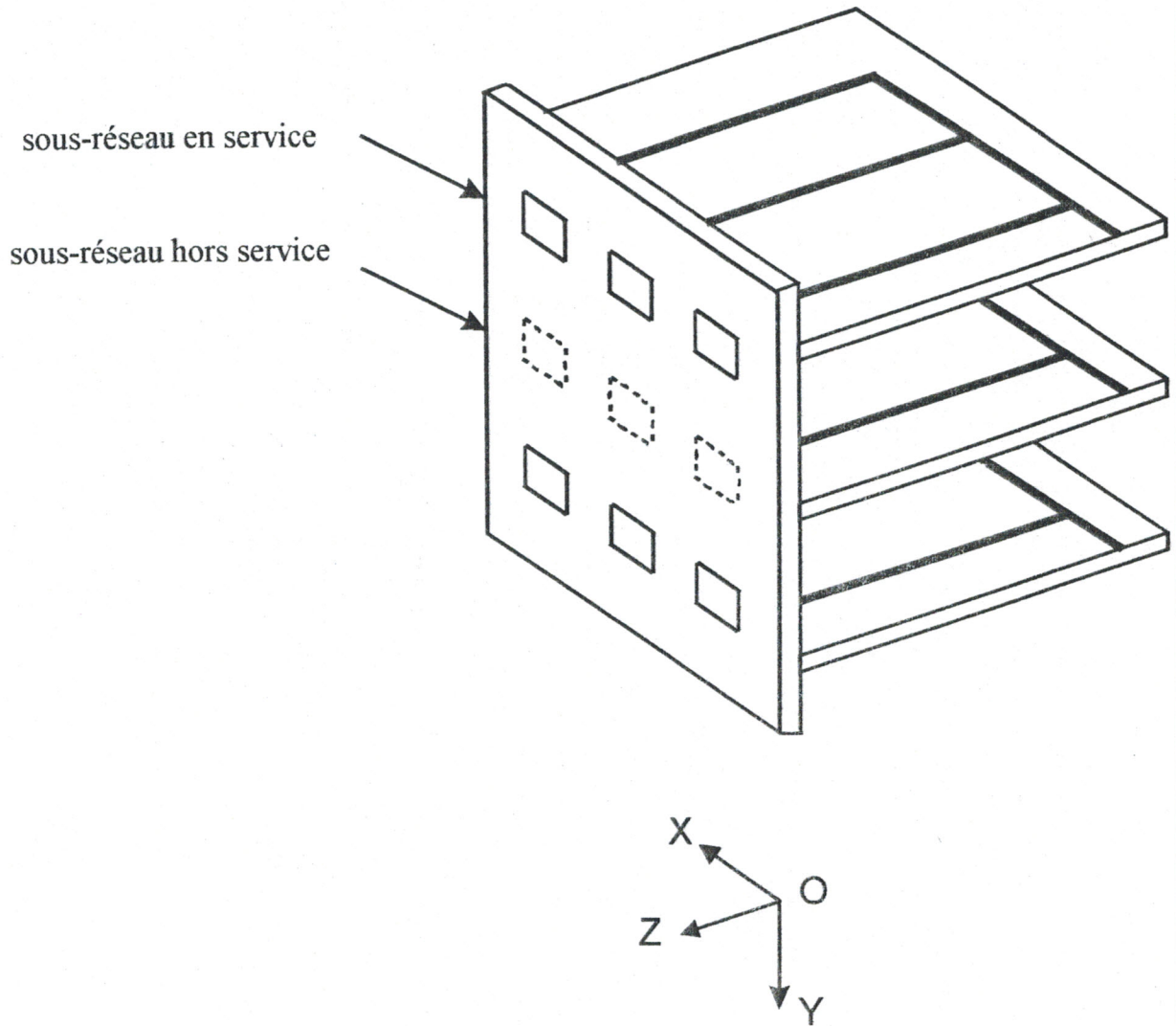
$$F_s(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{m=-N_x}^{N_x} \sum_{n=-N_y}^{N_y} A_{mnl} \exp (j [k_0 (x_m \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi + z_l \cos \theta) + \varphi_{mnl}]) \quad (IV-25)$$

où  $f(\theta, \phi)$  est le diagramme de directivité normalisé de l'élément rayonnant, et :

$$\varphi_{mnl} = \varphi_m + \varphi_n + \varphi_l$$



**Figure IV-16 :** a) Diagramme désiré et synthétisé d'un réseau rectiligne à 10 éléments en services (plan H).  
b) Diagramme désiré et synthétisé du réseau global plan à 100 éléments en services (plan E).



**Figure IV-17 :** Réseau bidimensionnel à déphasage, cas d'une alimentation à trois dimensions.



$$\text{avec : } \begin{cases} \varphi_m = -kgx_m \\ \varphi_n = -n\gamma, \gamma = \text{constante} \\ \varphi_1 = -kgz_1 = \alpha = \text{constante} \end{cases} \quad (\text{IV-26})$$

L'expression du diagramme synthétisé devient :

$$F_s(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{m=-N_x}^{N_x} \sum_{n=-N_y}^{N_y} A_{mnl} \exp(j[k_0(x_m \sin \theta \cos \phi - kgx_m)]) \\ * \exp(j[k_0 y_n \sin \theta \sin \phi - n\gamma]) \\ * \exp(j[k_0 z_1 \cos \theta + \alpha]) \quad (\text{IV-27})$$

Pour un réseau symétrique, nous imposons avec ce type d'alimentation, l'antisymétrie des positions et des phases. On peut écrire alors:

$$\begin{cases} A_{mnl} = A_n = 0 \text{ ou } 1 \\ x_m = -x_{-m} \\ \varphi_m = -kgx_m \\ \quad = -(-kgx_{-m}) = -\varphi_{-m} \\ y_n = -y_{-n} \\ \varphi_n = -\varphi_{-n} = -n\gamma \end{cases} \quad (\text{IV-28})$$

Le réseau étant symétrique et en tenant compte des contraintes imposées par la loi d'alimentation choisie, le diagramme synthétisé  $F_s(\theta, \phi)$  peut s'écrire :

$$F_s(\theta, \phi) = [2 \sum_{m=1}^{N_x} \cos(k_0 x_m \sin \theta \cos \phi - kgx_m)] \\ * 2 \sum_{n=1}^{N_y} A_n \cos(k_0 y_n \sin \theta \sin \phi - n\gamma) f(\theta, \phi) \exp(j(k_0 z_1 \cos \theta + \alpha)) \quad (\text{IV-29})$$

Le diagramme synthétisé  $F_s(\theta, \phi)$  étant défini par l'amplitude du champ électrique rayonné par le réseau d'antennes, on pourra ne s'intéresser qu'au module de l'expression complexe de  $F_s(\theta, \phi)$ . En utilisant la quantité complexe conjugué  $F_s^*(\theta, \phi)$  de  $F_s(\theta, \phi)$ , on a :

$$|F_s(\theta, \phi)|^2 = F_s(\theta, \phi) \cdot F_s^*(\theta, \phi)$$

$$|F_s(\theta, \phi)|^2 = \left[ 2 \sum_{m=1}^{N_x} \cos(k_0 x_m \sin \theta \cos \phi - k_g x_m) \cdot 2 \sum_{n=1}^{N_y} A_n \cos(k_0 y_n \sin \theta \sin \phi - n\gamma) \cdot f(\theta, \phi) \right]^2 \quad (\text{IV-30})$$

Cette expression nous conduit à :

$$|F_s(\theta, \phi)| = \left[ 2 \sum_{m=1}^{N_x} \cos(k_0 x_m \sin \theta \cos \phi - k_g x_m) \cdot 2 \sum_{n=1}^{N_y} A_n \cos(k_0 y_n \sin \theta \sin \phi - n\gamma) \cdot f(\theta, \phi) \right] \quad (\text{IV-31})$$

On reconnaît dans (IV-31) les formes de deux facteurs de réseau, l'un selon OX et l'autre selon OY, on peut normaliser le module du diagramme  $F_s(\theta, \phi)$  par rapport aux valeurs maximales de ces deux facteurs de réseau,  $FRS_{x_{\max}}$  et  $FRS_{y_{\max}}$ . La constante de propagation  $k_g$  de la ligne étant liée au nombre d'onde  $k_0$  par la relation :

$$k_g = k_0 \cdot \epsilon_c^{1/2} \quad (\text{IV-32})$$

où  $\epsilon_c$  représente la permittivité effective de la ligne, le module du diagramme  $F_s(\theta, \phi)$

normalisé prend alors la forme définitive :

$$|F_s(\theta, \phi)| = \frac{1}{FR_{s_y \max}} \sum_{n=1}^{N_y} A_n \cos(k_0 y_n \sin \theta \sin \phi - n\gamma) \\ * \frac{1}{FR_{s_x \max}} \sum_{m=1}^{N_x} \cos(k_0 x_m (\sin \theta \cos \phi - \epsilon_e^{1/2})). f(\theta, \phi) \quad (IV-33)$$

D'après le principe de la multiplication des diagrammes de rayonnement, nous pouvons dire que le diagramme total du réseau plan, prend la forme suivante :

$$|F_s(\theta, \phi)| = FR_{s_y}(\theta, \phi) \cdot FR_{s_x}(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi) \\ |F_s(\theta, \phi)| = FR_{s_y}(\theta, \phi) \cdot H_s(\theta, \phi) \quad (IV-34)$$

$|F_s(\theta, \phi)|$  représente donc le diagramme de directivité d'une association de sous-réseaux rectilignes. En utilisant toujours le principe de multiplication des diagrammes, on peut mettre le diagramme désiré  $F_d(\theta, \phi)$  et le diagramme de l'élément rayonnant  $f(\theta, \phi)$  sous les formes :

$$F_d(\theta, \phi) = F_d(\theta, \phi)^{1/2} F_d(\theta, \phi)^{1/2} \quad (IV-35)$$

$$f(\theta, \phi) = f(\theta, \phi)^{1/2} f(\theta, \phi)^{1/2}$$

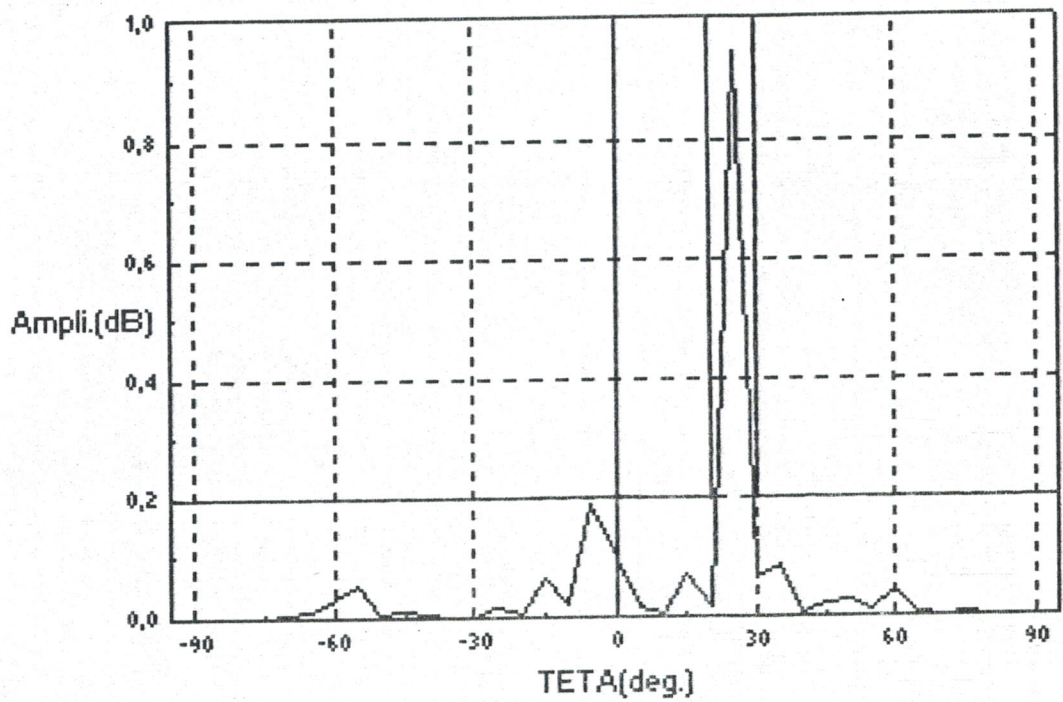
En revenant à l'expression de  $|F_s(\theta, \phi)|$ , on peut alors écrire :

$$|F_s(\theta, \phi)| = FR_{s_y}(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi)^{1/2} \cdot FR_{s_x}(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi)^{1/2} \quad (IV-36)$$

Sous cette forme,  $|F_s(\theta, \phi)|$  est le produit de deux diagrammes de rayonnement de réseaux rectilignes. La synthèse consiste donc, d'après l'équation(IV-31), en la recherche du vecteur répartition spatiale selon l'axe OX avec  $X = [x_1, x_2, \dots, x_{N_x}]^T$  et le vecteur amplitude d'excitation des sous-réseaux  $A = [A_1, A_2, \dots, A_{N_y}]^T$  sachant que  $A_n = 0$  ou 1 avec  $n = 1, N_y$ .

Suivant la même démarche de synthèse du réseau plan, on cherche dans une première étape le vecteur X, en appliquant la méthode du gradient conjugué; ce qui nous permet de concevoir d'abord un réseau linéaire dont le diagramme de directivité est approché du diagramme  $F_d(\theta, \phi)^{1/2}$  plan H. Une fois le vecteur X connu, on pourra dans une seconde étape, trouver le vecteur amplitude A. Le réseau global est obtenu donc par association des sous-réseaux dont l'amplitude  $A_n = 0$  ou 1 avec  $n=1, N_y$  ce qui correspond à une conformation plan E.

L'application de la méthode, pour une orientation du lobe principal à  $+25^\circ$ , nous fournit le diagramme de la figure IV-18. L'intérêt de ce type de réseau réside dans la possibilité d'intégration d'éléments actifs.



**Figure IV-18 :** Diagramme désiré et synthétisé d'un réseau bidimensionnel à 12 éléments rayonnants selon OX et 38 sous-réseaux selon OY, avec 10 sous-réseaux en service.

## **CONCLUSION**

## CONCLUSION

*Au cours de cette étude, nous nous sommes intéressés aux réseaux d'antennes imprimées à alimentation commutable. Dans une première étape, nous avons rappelés les propriétés des réseaux d'antennes ainsi que leurs caractéristiques, qui ont été détaillées dans les chapitres I et II. Aussi, nous avons présenté le concept d'alimentation du réseau d'antennes imprimées.*

*Dans une deuxième étape, nous avons envisagé la synthèse de réseau d'antennes à alimentation commutable. Pour cela, nous avons défini deux formulations du problème de synthèse, une formulation linéaire et une formulation non linéaire; pour les deux cas une contrainte en nombre entier doit être prise en compte.*

*L'application des méthodes numériques de synthèse de réseau d'antennes imprimées, telle que la méthode du gradient conjugué, au réseau à alimentation commutable, nous a permis de mettre en évidence l'inefficacité de ces méthodes, étant donné qu'elles font appel aux techniques d'arrondi afin d'aboutir à une solution entière. Ceci nous a conduit à employer des méthodes de programmation mathématique.*

*En effet, pour améliorer nos résultats, nous sommes passés à l'application de la programmation linéaire en nombre entier, qui nous a permis d'aboutir à des solutions réalisables pour un gabarit de forme quelconque mais pour une ouverture pas très large.*

*Toutefois, nous avons constaté que notre problématique reste à vérifier pour un réseau d'antennes imprimées à nombre limité de sources rayonnantes (quelques centaines de sources). Pour des grands réseaux, nous proposons comme perspective la décomposition en sous-problèmes.*

*Dans une dernière étape, nous avons jugé intéressant d'étendre notre étude pour des diagrammes synthétisés avec une loi de phase qui n'est plus une constante, ceci nous a permis de vérifier que le réseau d'antennes imprimées à alimentation commutable peut être utilisé comme un réseau à déphasage.*

*Ce travail a permis la conception d'un nouveau type de réseau d'antennes imprimées et nous pensons qu'il demande des développements ultérieurs sur l'étude technologique des composants constituant le dispositif d'alimentation, notamment les commutateurs micro-ondes, en vue de réalisation de maquettes.*

*Les réseaux à alimentations commutables ouvrent de part leur simplicité de réalisation du réseau d'alimentation des perspectives nouvelles dans la synthèse et la conception de réseaux d'antennes imprimées.*



## **BIBLIOGRAPHIE**

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **PAPIERNIK A.**  
Les activités du groupement de recherche microantennes du CNRS.  
L'onde Electrique - Vol - 09, N°2, Mars - Avril 1989.
- [2] **BAHL I.J. , BHARTIA P.**  
Microstrip antennas.  
Artech. House , U.S.A, 1980.
- [3] **JAMES J.R. , HALL P.S. , WOOD C.**  
Microstrip antennas. Theory and Design.  
IEE Electromagnetic Waves Series 12 Peter Peregrinus Ltd, Stevenage,U.K.1981.
- [4] **MOSIG J.R. , GARDIOL F.**  
Technique analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban.  
Annales des Télécommunications, 40, N°7-8, 1985, pp411-437.
- [5] **SKOLNIK M.I.**  
Radar Handbook.  
McGraw - Hill, U.S.A, 1970.
- [6] **BLAKE L.V.**  
Antennas.  
Artech. House, U.S.A, 1984.
- [7] **OLINER A.A. , KNITTEL G.H.**  
Phased Array Antennas.  
Artech. House, U.S.A, 1972.
- [8] **ROUBINE E., BOLOMEY J.CH.**  
Antennes, 1. introduction générale.  
Masson, France, 1986.
- [9] **LEE K.F.**  
Principles of antennas theory.  
John wiley & Sons, U.S.A, 1984.
- [10] **DESCHAMPS G.A.**  
Microstrip microwave antennas.  
3rd U.S.A.F. Symposium on antennas, 1953.

- [11] **HOWELL J.Q.**  
Microstrip antennas.  
IEEE AP-S Int. Synop. Digest, 1972, pp. 177-180.
- [12] **MUNSON R.E**  
Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays.  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-22, 1974, pp. 2-24.
- [13] **STUZMAN W.L., THIELE G.**  
Antenna, Theory and Design.  
John Wiley & Sons, 1981.
- [14] **DRABOWITCH S., ANCONNA C.**  
Antennes, Tome2, Applications.  
Masson, Paris, 1978.
- [15] **BENDIMERAD F.T.**  
Synthèse de réseaux non périodiques d'antennes microruban à loi d'alimentation uniforme ou prédéterminer.  
Thèse de Docteur de l'Université, Université de Nice-Sophia Antipolis, France, Juin 1989.
- [16] **CARVER K.R., JAMES W.H.**  
Microstrip antenna technology  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-29, N°1, 1981.
- [17] **MERIAH S.M., BELAID R.**  
Etude du couplage intre-éléments et Intra-éléments rayonnants dans un réseau d'antennes imprimées.  
Projet de Fin d'études d'Ingéniorat, ENP, Alger, 1992.
- [18] **HARRINGTON R.F.**  
Time Harmonic electromagnetic field.  
M.C.Graw-Hill, 1961.
- [19] **JEDLICKA R.P., POE M.T., CARVE K.P.**  
Measured mutual coupling between microstrip antennas.  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation , Vol. AP-29, N°1, 1981.
- [20] **PISTI B. KATEHI**  
A generalized method for the evaluation of mutuelle coupling in microstrip arrays.  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation , Vol. AP-35, N°2, 1987.
- [21] **DAMIANO J.P.**  
Contribution à l'étude des antennes microrubans multicouches à éléments superposés ou décalés .  
Thèse de docteur Es-science, Université de Nice Sophia-Antipolis, France, Janvier 1989.

- [22] **MEKKIOUI Z.**  
Synthèse de réseaux d'antennes microrubans alimentées par ligne coaxiale et par ligne microruban.  
Thèse de Magister, Université de Tlemcen, Mai 1992.
- [23] **ARES F., MORENO E.**  
New method for computing Dolph-chebycheff arrays, and its comparison with other methods.  
IEE Proceedings, Vol.135, Pt. H, N°2, 1988, pp.129-131.
- [24] **BURNS M.A., LAXPATI S.R., SHELTON J.P.**  
A comparative study of linear array synthesis technic using a personal computer.  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, N°8, 1984, pp.884-887.
- [25] **POZAR D.M.**  
Antenna design using personal computers.  
Artech. House, U.S.A, 1985.
- [26] **CHENG D.K.**  
Optimization technique for antenna arrays.  
Proceedings of the IEEE, Vol. 59, N°12, 1971, pp.1664-1674.
- [27] **JACOBSEN H.S., MADSEN K.**  
Synthesis of non uniformly spaced arrays using a general non linear minimax optimization method.  
IEEE Tran. on Antenna and propagation, Vol. AP-24, 1976, pp.501-506.
- [28] **BENDIMERAD F.T, CAMBIAGGIO E., PAPIERNIK A.**  
Méthode non linéaires de synthèse de réseaux rectilignes non périodiques.  
Application aux antennes microruban.  
5° Journées Nationales Microondes, Nice, Juin 1987, Symposium Proceedings, pp. 180-182.
- [29] **BENDIMERAD F.T., CAMBIAGGIO E., PAPIERNIK A.**  
Synthèse de réseaux d'antennes non périodiques à loi d'alimentation prédéterminée.  
10°Colloque Optique Hertzienne et Diélectrique, Rennes, Septembre 1989, Symposium proceedings.
- [30] **MEKKIOUI Z., BENDIMERAD F.T.**  
Synthèse de réseaux d'antennes microrubans par la méthode de relaxation avec contraintes.  
Annales des Télécommunications, 47, N°9-10, 1992, pp. 424-432.
- [31] **MEKKIOUI Z., BENDIMERAD F.T.**  
Méthodes de synthèse de réseaux d'antennes microrubans avec contraintes.  
ICEA'92, Symposium Proceedings, Tizi-ouzou, Mai 1992.

- [32] **ROBERT B.**  
Etude des réseaux d'antennes microrubans et de leurs structures d'alimentation.  
Rapport de stage de DEA, Université de Nice-Sophia Antipolis, Juin 1990.
- [33] **COMBES P.F., GRAFFEUIL J., SAUTERAU J.F.**  
Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes.  
Bordas 1985, édition Dunod, France.
- [34] **POZAR D.M.**  
New architectures for millimeter wave phased array antennas.  
Journées Internationales de Nice sur les antennes, France, Nov. 1986, Symposium  
Proceedings, pp168-179.
- [35] **BENDIMERAD F.T., CAMBIAGGIO E., PAPIERNIK A.**  
Méthode non linéaires de synthèse de réseaux d'antennes non périodiques.  
Application aux antennes microruban.  
Annales des Télécommunications, 43, N°5-6, 1988, pp. 265-273.
- [36] **BENDIMERAD F.T., CAMBIAGGIO E., PAPIERNIK A.**  
Synthesis of uniformly excited non periodic antenna arrays: application to  
microstrip antennas.  
IEEE AP-S International Symposium, Syracuse, U.S.A, June 1988, Symposium  
proceedings, Vol.II, pp.462-465.
- [37] **MERIAH S.M., BENDIMERAD F.T.**  
Réseau d'antennes imprimées à alimentation commutable.  
2° conférence sur l'Automatique, l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle  
COMAEI'97, Tlemcen, Algérie, Déc. 1996, AJOT, Vol. 2, pp316-321.
- [38] **MINOUX M.**  
Programmation mathématique, théorie et algorithmes.  
Tome 2, BORDAS, 1983.
- [39] **MARTEL A.**  
Technique et applications de la recherche opérationnelle.  
Gaetou Morin, 1979.
- [40] **BALAS E., MARTIN C.H.**  
Pivot and Complement - a heuristic for 0-1 programming.  
Management Science, Vol-26, N°1, January 1980, pp. 86-96.
- [41] **BROOKE A., KENDRICK D., MEERANS A.**  
GAMS a user's Guide.  
The scientific Press, Naval Postgraduate School, Monterey.

- [42] **GONDRAN M., MINOUX M.**  
Graphes et algorithmes.  
Collection de la direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France,  
Eyrolles, 1979.
- [43] **DROESBEKE F., HALLIN H., LEFEVRE CL.**  
Programmation linéaire par l'exemple.  
Ellipses, 1986.
- [44] **ROSEAUX**  
Programmation linéaire et extensions, problèmes classiques.  
Masson, 1985.
- [45] **BOUGAIS M., DANIEL J.P., TERRET C.**  
Deux méthodes de synthèse de réseau d'antennes, application aux antennes  
imprimée.  
Journées Internationales de NICE sur les antennes, France, Novembre 1986,  
Symposium Proceedings, pp. 310-314.
- [46] **MERIAH S.M., BENDIMERAD F.T.**  
Synthèse de réseau d'antennes imprimées à alimentation commutable par une  
méthode de programmation mathématique en nombre entier.  
Submit to Conference on Modelling & Simulation of Electrical Systems  
CMSES 97, Saida, May 97.
- [47] **MERIAH S.M., BENDIMERAD F.T., CAMBIAGGIO E.**  
Synthèse de réseau d'antennes imprimées à loi d'alimentation binaire.  
2<sup>nd</sup>e Conférence Européenne sur les méthodes numériques en Electromagnétisme  
NUMELEC' 97, Lyon, France, Mars 1997.
- [48] **MERIAH S.M., BENDIMERAD F.T., CAMBIAGGIO E.**  
Synthesis of array antennas with a binary law of supply : application to microstrip  
antennas.  
Submit to 20th ESTEC Antenna Workshop mmWave Antenna Technology and  
Antenna Measurements, Noordwijk, The Netherlands, June 1997.

**ANNEXES**

## ANNEXE-1

### L'ALGORITHME DU SIMPLEXE

Cette méthode permet de voir si le problème linéaire (PL) a au moins une solution réalisable et dans l'affirmative, elle fournit une solution optimale après un nombre fini d'itérations.

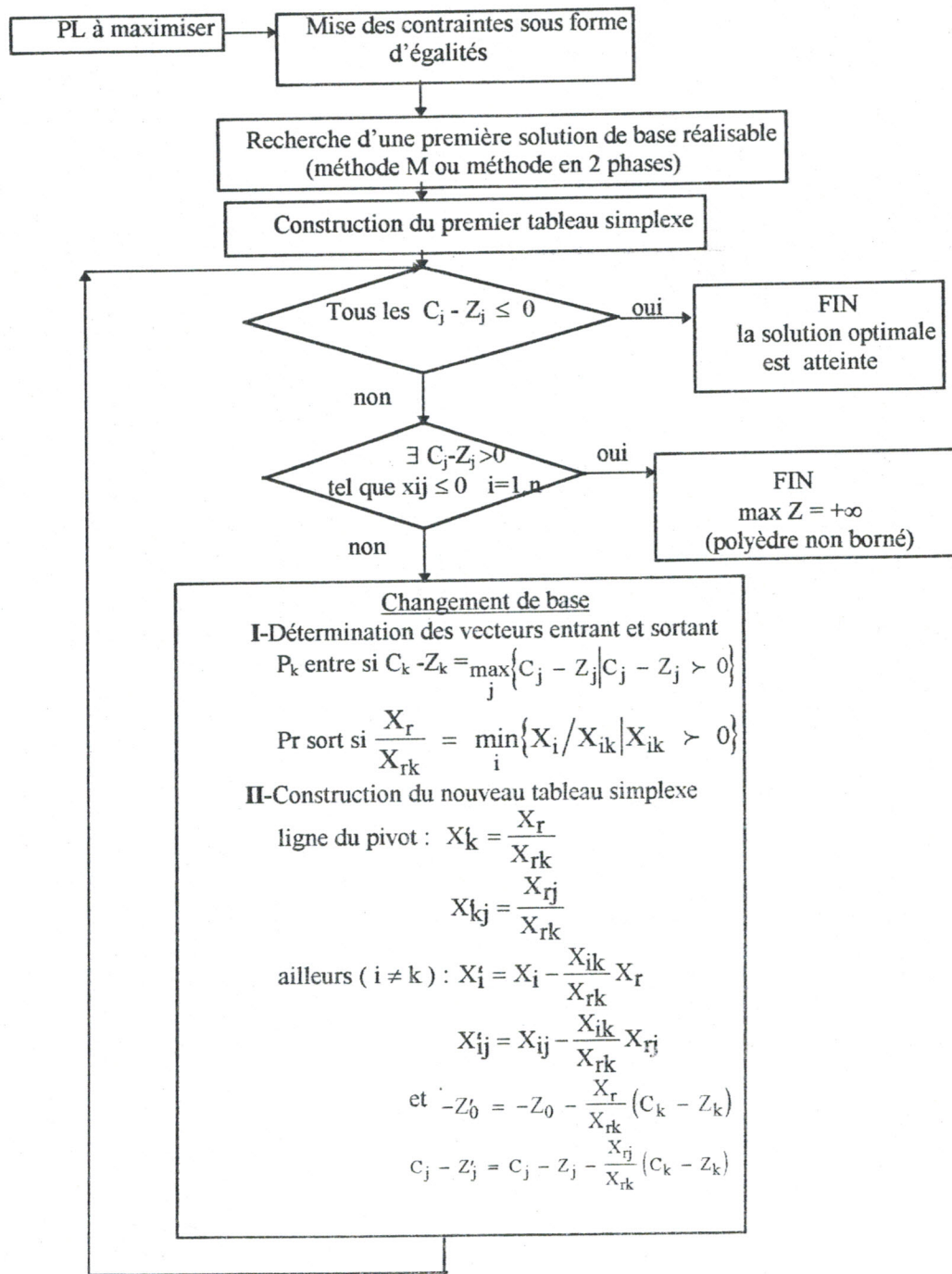
#### -Principe de l'algorithme :

Lorsque l'ensemble des solutions réalisables du PL est un polyèdre convexe, la solution optimale est un sommet de ce polyèdre; pour l'atteindre, seuls les sommets doivent donc être examinés. Puisqu'il y'a identité entre les notions de sommet et de solution de base réalisable, il suffit, pour atteindre l'optimum, d'examiner les solutions de bases réalisables. Le principe de l'algorithme est le suivant :

1. Déterminer une première solution de base réalisable.
2. Cheminer de solution de base réalisable en solution de base réalisable en augmentant (PL à maximiser) à 0 chaque itération la valeur de la fonction objective ( ce cheminement de sommet se faisant le long de la frontière du polyèdre).
3. Arrêter la procédure lorsqu'il n'est plus possible d'accroître ( le PL à maximiser ), la valeur de la fonction objective, la dernière solution de base réalisable obtenue est alors la solution optimale.

La même procédure est appliquée lorsque l'ensemble polyédrique convexe des solutions réalisables est non borné ; l'algorithme permet dans ce cas de voir si la solution optimale est fini ou non.





Organigramme de l'algorithme du simplexe

ANNEXE-2

PROBLEME UNIMODULAIRE

Une des propriétés simplificatrice importante dans la résolution des problèmes en nombres entiers purs est l'unimodalité. En effet, pour ces problèmes, lorsque le coté droit des contraintes est discret, la solution optimale obtenue en les résolvant comme un programme linéaire continu est discrète, de sorte qu'ils peuvent être résolus à l'aide de la méthode du simplexe :

Supposons que, dans le programme linéaire standard:

$$\min Z = CX$$

A2-1

avec:

$$AX = b, \quad X \geq 0,$$

tous les éléments des matrices A et b sont des nombres entiers, on peut partitionner A pour avoir  $A=[B,H]$ , où B est la matrice des colonnes d'une base de  $E^m$ , de sorte que les contraintes de (A2-1) se réécrivent :

$$BX_b + HX_h = b, \quad X \geq 0.$$

A2-2

où  $X_b$  est le vecteur des variables de base et  $X_h$  le vecteur des variables hors-base, la solution de base correspondante est :

$$X_b = B^{-1} b, \quad X_h = 0.$$

A2-3

Puisque tous les éléments de  $b$  sont des nombres entiers, l'équation (A2-3) implique qu'il suffit que tous les éléments de  $B^{-1}$  soient aussi des nombres entiers pour que la solution de base  $[X_b, X_h]$  soit discrète. Il convient donc de se demander dans quelles conditions les éléments de  $B^{-1}$  sont discrets.

On sait que :

$$B^{-1} = \frac{1}{|B|} \text{adj. } B$$

A2-4

Or puisque les éléments de  $B$  sont des nombres entiers, tous les éléments de  $\text{adj. } B$  sont aussi des nombres entiers ( ceci est vrai parce que les seules opérations nécessaires pour obtenir  $\text{adj. } B$  à partir de  $B$  sont l'addition et la multiplication ). En observant (A2-3), on se rend compte qu'une condition suffisante pour que  $B^{-1}$  soit discrète est que  $B$  soit unimodulaire. En effet, on sait qu'une matrice unimodulaire est une matrice carrée de nombres entiers qui possède un déterminant égal  $\pm 1$ . Par conséquent, si  $B$  est unimodulaire,  $|B| = \pm 1$  et puisque  $\text{adj. } B$  est discrète, l'équation (A2.3) implique que  $B^{-1}$  est aussi discrète.

ANNEXE-3

FREQUENCE DE RESONNANCE DE L'ANTENNE IMPRIMEE

Dans les exemples de simulation, le diagramme de rayonnement du réseau, dépend de la valeur du nombre d'onde  $k_0$ . Ce dernier est lié à la fréquence de résonance du réseau. Le choix des dimensions de l'élément rayonnant et la nature du substrat diélectrique, nous permettent de considérer une certaine fréquence de travail (ou fréquence centrale).

Plusieurs méthodes ont été développées en vue de calculer la fréquence de résonance. Dans le cas de l'élément rayonnant de forme rectangulaire, nous proposons le modèle de Hammarstad et James utilisant le concept de la permittivité effective ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) donnée par :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} - \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left( 1 + \frac{10H}{W} \right)^{-1/2} \quad \text{A3-1}$$

H : épaisseur du substrat.

$\epsilon_r$  : permittivité relative du substrat.

W : largeur de l'élément microruban.

La fréquence de résonance du mode fondamental de l'élément rayonnant est donnée par :

$$F_R = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{A3-2}$$

L: longueur de l'antenne imprimées.

$\Delta L$ : extension équivalente de la ligne de transmission due aux effets de bord.

Celle-ci est donnée par :

$$\Delta L = \frac{0.412H(\epsilon_{\text{eff}}(w) + 0.3)(W / H + 0.264)}{(\epsilon_{\text{eff}}(w) - 0.258)(W / H + 0.8)} \quad \text{A3-3}$$

Pour un substrat fixé (le verre teflon  $\epsilon_r=2.55$ ,  $\text{tgd}=0.002$ ,  $H=1.59\text{mm}$ ), une variation de la fréquence de résonance est obtenue en fonction des dimension d'une antenne rectangulaire [22] :

Lx(cm)	Ly(cm)	F <sub>R</sub> (Ghz)
0.8	0.8	9.07
0.85	0.65	9.16
0.4	0.35	16.83
0.55	0.35	13.26
1.5	0.9	5.58
1.6	0.5	5.31
2.6	1.2	3.37

