

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

6/04



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTRONIQUE**

**ETUDE D'ANTENNES EN BANDE X  
THEORIE SIMULATION MESURES**

Dirigé par :

**Pr. R. AKSAS**

Etudié par :

**Younès CHELGHOUM**

*Promotion : Juin 2004*

*E.N.P, Avenue Hacén BADI El harrach Alger*

ملخص:

هذا العمل يهدف إلى تثبيت الخصائص النظرية و التجريبية للهوائيات المستعملة في المجال X الصيغ الرياضية المستخلصة من العمل النظري , سمحت بإنشاء وسيلة تعليمية , والمسماة AAD & S من أجل محاكاة الهوائيات و تجسيدها .  
هذا العمل يمكن اعتباره كدليل تعليمي يستعان به على فهم الخصائص الرئيسية للهوائيات ذات الفتحة .  
كلمات مفتاحية : هوائيات . إنتشار . مكرو شريط .

Résumé :

Le présent travail a pour fins la caractérisation théorique et expérimentale d'antennes utilisées en bande X. Le formalisme mathématique déduit de la théorie a permis la conception d'un outil didactique intitulé AAD&S (Aperture Antenna Simulation & Design) pour la simulation des antennes et leur conception. Ce travail peut servir de manuel didactique d'aide à la compréhension des principales caractéristiques des antennes à ouverture.

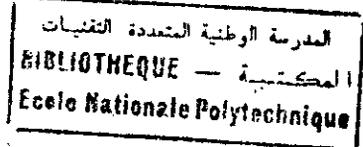
Mots clé : Antennes, propagation, micro ruban.

Abstract :

The aim of the present work is a theoretical and experimental investigation on antennas operating in the X band. The formulas and expressions that describe the prominent characteristics of these radiators have led us to promote a simulation and design tool that we called AAD&S in order to view the main features of these antennas. This work may serve as didactic manual that gives essential review on aperture antennas.

Key words : Antennas, propagation, microstrip.

## Remerciements



*Mes vifs remerciements vont tout d'abord à Monsieur R.AKSAS, mon promoteur, pour m'avoir encadré dans l'élaboration de ce travail. Qu'il trouve ici ma profonde reconnaissance.*

*Je tiens également à remercier le président du Jury Monsieur MEHENNI, ainsi que M<sup>elle</sup> MOUSSAOUI d'avoir bien voulu examiner mon travail. Qu'ils trouvent ici mes vifs remerciements.*

*Pour tout ce qu'il m'a appris, par ses conseils éclairés et sa disponibilité, que Monsieur TRABELSI soit ici remercié*

*Enfin, je remercie tous ceux qui ont participé à ma formation.*

## Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

*A ceux qui me sont très chers,*

*Ma mère et mon père*

*A mes sœurs Fadila, Chafia et Sofia*

*A Mouloud et Riad*

*A Rahim, Yacine et Rabia*

*A tous mes amis*

*J'espère que ce modeste travail leur sera un témoignage de reconnaissance.*

# Sommaire

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Symboles

<b>Introduction.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I. Généralités.....</b>	<b>2</b>
I.1. Diagramme de rayonnement.....	2
I.2. Densité de puissance rayonnée.....	2
I.3. Intensité de rayonnement.....	3
I.4. Directivité.....	3
I.5. Gain.....	4
I.6. Bande passante.....	5
I.7. Polarisation.....	6
I.8. Impédance d'entrée.....	6
<b>Chapitre II. Ouvertures rayonnantes.....</b>	<b>7</b>
II.1. Le principe d'équivalence.....	7
II.2. Equations de rayonnement.....	8
II.3. Application du principe d'équivalence aux ouvertures rayonnantes.....	11
II.3.1. Ouvertures rectangulaires.....	11
II.3.2. Ouvertures circulaires.....	14
<b>Chapitre III. Antennes en bande X.....</b>	<b>15</b>
III.1. Antenne cornet électromagnétique.....	15
III.2. Antenne fentes.....	20
III.3. Antenne à réflecteur parabolique.....	25
III.4. Antenne plaque micro ruban.....	29

III.5. Réseaux d'antennes.....	34
III.6. Antenne indépendante de la fréquence.....	40
<b>Chapitre IV. Simulation et mesures.....</b>	<b>44</b>
IV. Antenne cornet pyramidal.....	46
IV. Réseau d'antennes fentes.....	50
IV. Antenne à réflecteur parabolique.....	52
IV. Antenne patch rectangulaire.....	54
IV. Réseaux rectangulaires d'antennes micro ruban.....	59
IV. Réseaux circulaires d'antennes micro ruban.....	61
IV. Antenne spirale équiangulaire.....	63
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>69</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>70</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>89</b>

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# INTRODUCTION

## **INTRODUCTION**

De nombreux systèmes de communication actuellement en vigueur investissent la bande X et font appel à divers types d'antennes pour la desserte de leurs divers services.

Dans cette étude on s'intéresse à ces diverses antennes par une caractérisation théorique et expérimentale. Dans les trois premiers chapitres, il s'agit d'établir théoriquement les principales caractéristiques des antennes et leur simulation. Dans le quatrième chapitre on présente les résultats des mesures effectuées au laboratoire des télécommunications de l'ENP. Une confrontation de ces mesures à la théorie fait aussi l'objet de ce chapitre.

**CHAPITRE I**  
**GENERALITES**

**Introduction :**

Pour une description assez exhaustive des caractéristiques des antennes il faut considérer divers paramètres dont :

1. **Diagramme de rayonnement :** C'est une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne. Dans la plupart des cas on s'intéresse à ce diagramme en champ lointain. La représentation des caractéristiques de rayonnement se fait pour des angles privilégiés qui donnent les informations utiles sur les performances de l'antenne. Pour des antennes polarisées linéairement ces angles correspondent au plan E et au plan H contenant respectivement les champs E et H.

Ce diagramme présente des lobes de rayonnement : principal, secondaires : latéraux, arrière. Les lobes secondaires sont souvent indiqués comme indésirables et doivent être de ce fait aussi faibles que possible.

La figure I.1 montre l'allure du diagramme de rayonnement ainsi que toutes les caractéristiques qu'on peut déduire directement.

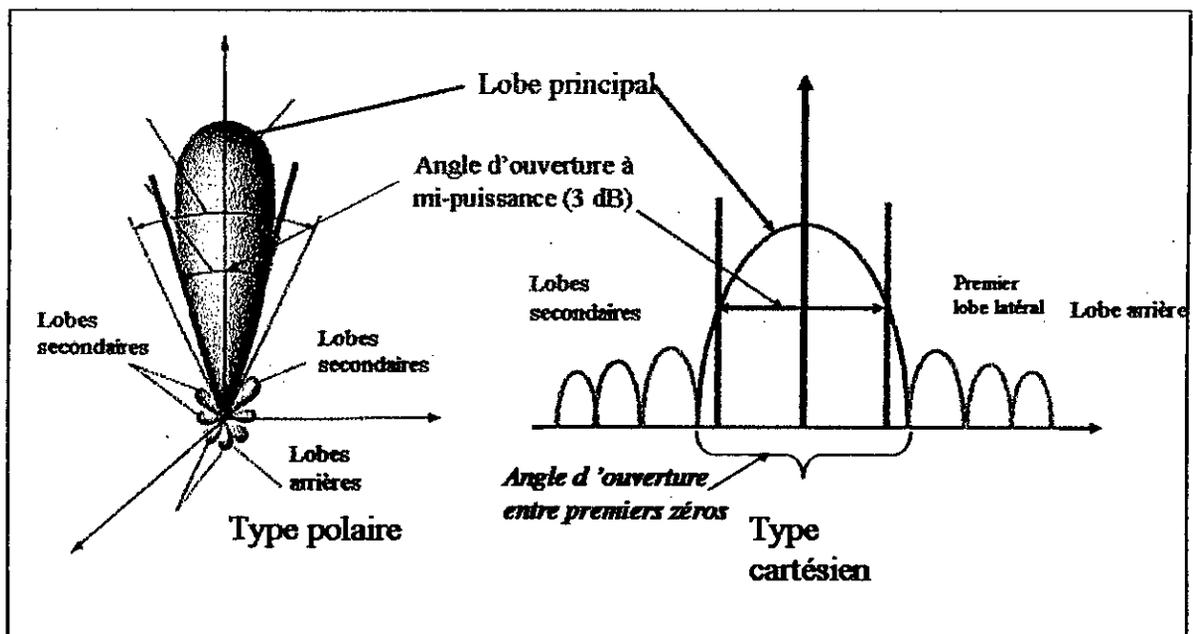


Fig.I.1. Caractéristiques du diagramme de rayonnement.

2. **La densité de puissance rayonnée :**

Le vecteur de Poynting est utilisé pour la description de la puissance associée à une onde électromagnétique :

$$\mathbf{W} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (1.1)$$

La puissance totale rayonnée à travers une surface fermée S est :

$$P = \oiint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} \quad (1.2)$$

Et la puissance moyenne rayonnée par l'antenne :

$$P_{ray} = P_{av} = \oiint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} = \frac{1}{2} \oiint_S \operatorname{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} \quad (1.3)$$

### 3. Intensité de rayonnement :

L'intensité de rayonnement est un paramètre de champ lointain :

$$U = r^2 W_{ray} \cong \frac{1}{2\eta} \left[ |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right] \quad (1.4)$$

De la connaissance de l'intensité de rayonnement on peut déduire nombres de paramètres.

La puissance rayonnée par l'antenne est donnée par :

$$P_{ray} = \oiint_S U \, d\Omega \quad (1.5)$$

### 4. Directivité :

La directivité est une mesure des propriétés directives d'une antenne et est donc contrôlée par le diagramme de rayonnement.

La directivité est le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée à l'intensité de rayonnement d'une antenne de référence (antenne isotrope) :

$$D = \frac{U}{U_{iso}} = \frac{4\pi U}{P_{ray}} \quad (1.6)$$

On s'intéresse souvent à la directivité maximale :

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_{iso}} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{ray}} \quad (1.7)$$

Pour des antennes à polarisations orthogonales, on définit les directivités relatives à chacune des polarisations. La directivité pour une direction donnée est la somme des directivités partielles relatives à chaque polarisation.

$$D(\theta, \phi) = D_\theta(\theta, \phi) + D_\phi(\theta, \phi) \quad (1.8)$$

L'expression générale de la directivité est donnée par :

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi} \quad (1.9)$$

Avec  $F(\theta, \phi)$  : fonction caractéristique de l'intensité de rayonnement. Si on note  $F_n(\theta, \phi)$

la fonction normalisée, la directivité maximale a pour expression:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F_n(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (1.10)$$

L'angle solide  $\Omega_A$  est défini comme l'angle à travers lequel toute la puissance de l'antenne devrait s'écouler si son intensité de rayonnement est constante et égale à la valeur maximale de  $U$  pour tous les angles à l'intérieur de  $\Omega_A$ . La figure I.2 donne une représentation de cet angle solide.

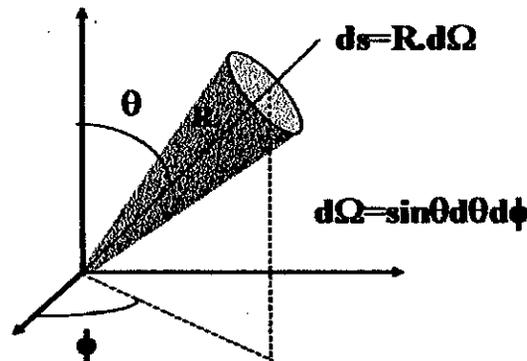


Fig.I.2.Représentation du cône de directivité.

Dans le cas des diagrammes très directifs, où le lobe principal est très étroit et les lobes secondaires très faibles, une bonne approximation pour le calcul de la directivité peut se faire en faisant le produit des angles à demi puissance pour les plans principaux :

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \cong \frac{4\pi}{\Theta_{1r} \Theta_{2r}} \quad (1.11)$$

Les angles  $(\Theta_{1r}, \Theta_{2r})$ , exprimés en radian, sont les angles d'ouverture à demi puissance dans deux directions perpendiculaires..

### 5. Gain :

Le gain tient compte des capacités directives de l'antenne et de ses pertes.

Le gain absolu d'une antenne dans une direction donnée est défini comme suit :

C'est le rapport de l'intensité du rayonnement selon une direction donnée à l'intensité qui devrait être obtenue si la puissance acceptée  $P_{in}$  par l'antenne était rayonnée de manière isotrope.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (1.12)$$

Dans la plupart des cas on s'intéresse au gain relatif défini par le rapport du gain en puissance dans une direction donnée au gain en puissance d'une antenne de référence dans sa direction référencée. Les deux antennes acceptent la même puissance d'entrée.

La puissance rayonnée est reliée à la puissance d'entrée  $P_{in}$  par :

$$P_{ray} = e_0 P_{in} \quad (1.13)$$

$e_0$  : rendement de l'élément rayonnant tenant compte des pertes par désadaptation entre la ligne de transmission et l'antenne, les pertes diélectriques et les pertes par conduction.

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (1.14)$$

Les pertes  $e_r$ ,  $e_c$  sont difficiles à évaluer et une mesure séparée de ces pertes n'est pas possible. Le plus souvent on écrit le rendement sous la forme :

$$e_0 = e_r e_{cd} \quad (1.15)$$

#### 6. Bande passante :

La bande passante d'une antenne est la gamme des fréquences pour laquelle ses performances restent conformes aux spécifications attendues.

Les caractéristiques d'une antenne ne varient pas forcément de la même façon avec la fréquence, de ce fait les spécifications sur ses performances intéressent certaines de ses caractéristiques qui remplissent les besoins des diverses applications ciblées.

Généralement, on distingue deux critères pour juger de la bande passante d'une antenne :

- Considérations sur l'impédance d'entrée, qui inclut également les pertes dans l'antenne. Un critère pour déterminer la bande passante est la valeur du taux d'ondes stationnaires (TOS) qui doit être inférieur à 2 pour toutes les fréquences dans la bande.
- Considérations sur le diagramme de rayonnement, qui inclut le gain, les angles d'ouverture à demi puissance, le niveau des lobes secondaires, la polarisation de l'antenne et la direction du lobe principal. Des conditions sur la valeur de ces paramètres déterminent la bande passante.

On résume ces différents points de vue sur la figure I.3.

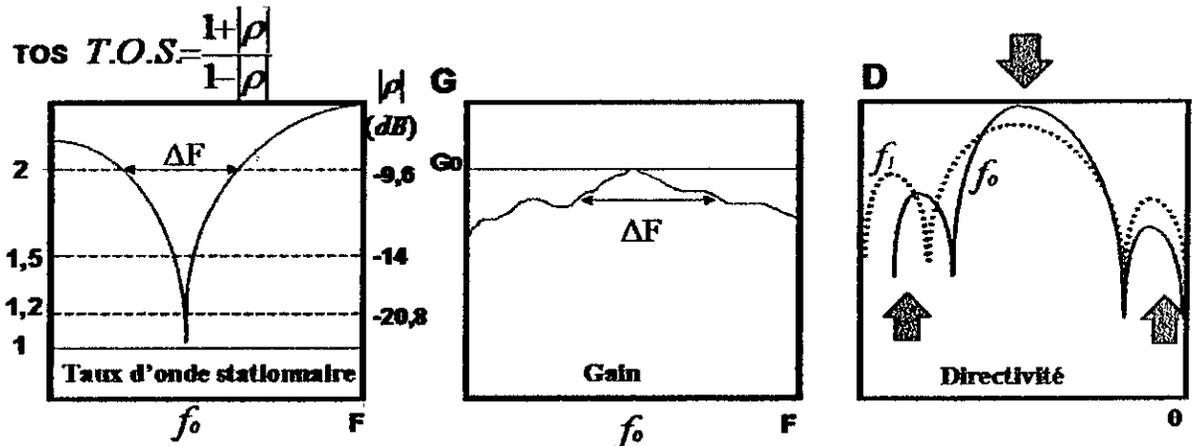


Fig.I.3. Critères de détermination de bande passante

**8. Polarisation :**

C'est la polarisation de l'onde rayonnée par l'antenne. On peut distinguer à cet effet trois types de polarisations : Linéaire, elliptique, circulaire.

**9. Impédance d'entrée :**

C'est l'impédance que présente l'antenne à son entrée. C'est une caractéristique très importante qui indique le dispositif d'adaptation. Son expression est :

$$Z_a = R_a + j X_a \tag{1.16}$$

$R_a$  = pertes dans l'antenne + résistance de rayonnement.

$X_a$  = réactance que présente l'antenne.

$X_a < 0$  : effet capacitif.

$X_a > 0$  : effet inductif.

Il existe d'autres caractéristiques qui peuvent être envisagées et qui tiennent compte d'effets plus particuliers tel que l'aire équivalente d'une antenne, le rendement de l'ouverture. Celles-ci peuvent, toutefois, être déduites des caractéristiques déjà citées.

CHAPITRE II  
OUVERTURES RAYONNANTES

Les ouvertures sont beaucoup plus communes aux hyperfréquences ( $> 3$  GHz). Les antennes se présentent sous diverses formes dont les plus communément utilisées sont les formes rectangulaires et circulaires. Aussi, le développement théorique qui va suivre sera spécialement accentué sur les ouvertures de ce type.

L'étude concerne principalement le champ lointain, l'effet des bords de ces ouvertures n'est pas appréhendé dans notre travail.

Au contraire des antennes filaires où l'on peut établir les caractéristiques de rayonnement en se basant sur la connaissance des distributions de courant qui sont connues avec une précision suffisante, les antennes à ouvertures présentent des distributions de courant difficilement appréhendables, de ce fait l'intérêt est orienté vers des méthodes d'approches du champ au voisinage immédiat de l'antenne. De telles approches s'inspirent du principe d'équivalence.

### 2.1. Le principe d'équivalence :

Le principe d'équivalence permet de remplacer les sources réelles (comme l'antenne et l'émetteur) par des sources équivalentes qui produisent le même champ électromagnétique que celui en présence des sources réelles.

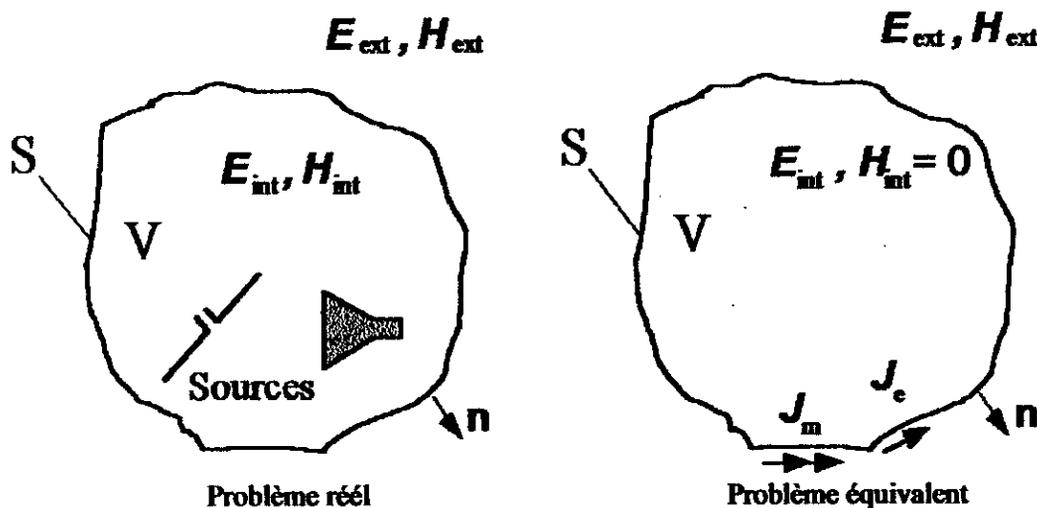


Fig.II.1. Illustration du principe d'équivalence

La connaissance des composantes tangentielles des champs électrique et magnétique à travers toute la surface fermée incluant les sources réelles permet de déterminer le champ n'importe où à l'extérieur de cette surface.

La formulation du problème équivalent est la suivante :

Soient  $(E_{ext}, H_{ext})$ , le champ créé par les sources réelles (figure II.1), le problème équivalent

se formule comme suit :

$$\mathbf{J}_e = \mathbf{n} \times [\mathbf{H}_{ext} - \mathbf{H}_{int}] \quad (2.1)$$

$$\mathbf{J}_m = -\mathbf{n} \times [\mathbf{E}_{ext} - \mathbf{E}_{int}] \quad (2.2)$$

Les sources équivalentes  $\mathbf{J}_e$ ,  $\mathbf{J}_m$  rayonnent dans l'espace extérieur et seront utilisées pour la formulation du champ rayonné partout et en dehors de S.

Un choix judicieux de la surface S de telle sorte que le champ soit connu sur la surface permet de simplifier considérablement la formulation du problème équivalent. Du fait que les champs  $(\mathbf{E}_{int}, \mathbf{H}_{int})$  sont sans intérêt, on peut les considérer comme nuls. Le système d'équations (2.1, 2.2) se réduit à :

$$\mathbf{J}_e = \mathbf{n} \times \mathbf{H}_{ext} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{J}_m = -\mathbf{n} \times \mathbf{E}_{ext} \quad (2.4)$$

## 2.2. Equations de rayonnement :

Pour la formulation des équations de rayonnement, on prend pour système de coordonnées celui indiqué sur la figure II.2.

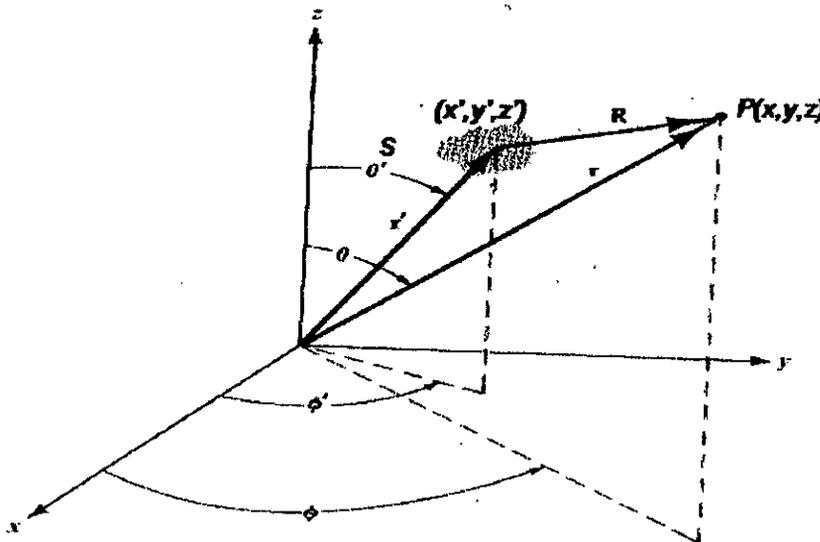


Fig.II.2. Systèmes de coordonnées.

Les champs rayonnés par des sources  $\mathbf{J}_e$  et  $\mathbf{J}_m$  dans un milieu non limité (même  $\epsilon_r, \mu_r$ ) s'expriment en formulant les potentiels vecteurs  $\mathbf{A}$  et  $\mathbf{F}$  :

$$\text{Potentiel vecteur magnétique : } \mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint \mathbf{J}_e \frac{\exp(-jkR)}{R} dv' \quad (2.5)$$

$$\text{Potentiel vecteur électrique : } \mathbf{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iiint \mathbf{J}_m \frac{\exp(-jkR)}{R} dv' \quad (2.6)$$

La contribution des potentiels vecteurs au champ électrique s'exprime :

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_A + \mathbf{E}_F = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \mathbf{H}_A - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{E} = -j\omega \mathbf{A} - j \frac{1}{\omega\epsilon\mu} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (2.8)$$

Et le champ magnétique :

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_A + \mathbf{H}_F = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} - \frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \mathbf{E}_F \quad (2.9)$$

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} - j\omega \mathbf{F} - j \frac{1}{\omega\epsilon\mu} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) \quad (2.10)$$

Avec  $v'$  : le volume inclus dans la surface  $S$ .

Dans le cas général il est difficile d'évaluer (2.5) et (2.6), mais des considérations sur le champ dans la région de Fraunhofer permettent des simplifications du formalisme mathématique.

Pour le champ lointain, la distance entre un point de l'élément rayonnant et le point d'observation est prise égale à :

$R = r - r' \cos(\psi)$  pour la phase.

$R = r$  pour l'amplitude.

$\Psi$  : angle entre  $r$  et  $r'$ .

Ce qui donne les expressions approchées des potentiels vecteurs :

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \mathbf{J}_e \frac{\exp(-jkR)}{R} ds' \cong \frac{\mu}{4\pi r} \exp(-jkr) \mathbf{N} \quad (2.11)$$

$$\text{Avec: } \mathbf{N} = \iint_S \mathbf{J}_e \exp(jkr' \cos(\psi)) ds' \quad (2.12)$$

$$\mathbf{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint_S \mathbf{J}_m \frac{\exp(-jkR)}{R} ds' \cong \frac{\epsilon}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \mathbf{L} \quad (2.13)$$

$$\text{Avec } L = \iint_S \mathbf{J}_m \exp(jkr' \cos(\psi)) ds' \quad (2.14)$$

Pour la région du champ lointain, les composantes radiales sont faibles. Le champ lointain est dû à la contribution des composantes transversales des potentiels vecteurs  $\mathbf{A}$  et  $\mathbf{F}$ .

Les champs  $\mathbf{E}_A$  et  $\mathbf{H}_F$  peuvent s'exprimer alors comme suit :

$$(\mathbf{E}_A)_\theta \approx -j \omega \mathbf{A}_\theta \quad (2.15)$$

$$(\mathbf{E}_A)_\phi \approx -j \omega \mathbf{A}_\phi \quad (2.16)$$

$$(\mathbf{H}_F)_\theta \approx -j \omega \mathbf{F}_\theta \quad (2.17)$$

$$(\mathbf{H}_F)_\phi \approx -j \omega \mathbf{F}_\phi \quad (2.18)$$

La structure en ondes TEM du champ lointain permet d'écrire :

$$(\mathbf{E}_F)_\theta \approx -j \omega \eta \mathbf{F}_\theta \quad (2.19)$$

$$(\mathbf{E}_F)_\phi \approx -j \omega \eta \mathbf{F}_\phi \quad (2.20)$$

$$(\mathbf{H}_A)_\theta \approx +j \omega \frac{\mathbf{A}_\theta}{\eta} \quad (2.21)$$

$$(\mathbf{H}_A)_\phi \approx -j \omega \frac{\mathbf{A}_\phi}{\eta} \quad (2.22)$$

Le champ électromagnétique dans la zone du champ lointain peut s'exprimer comme suit :

$$\mathbf{E}_r \approx 0, \mathbf{H}_r \approx 0$$

$$\mathbf{E}_\theta \approx -j k \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} (\mathbf{L}_\theta + \eta \mathbf{N}_\theta) \quad (2.23)$$

$$\mathbf{E}_\phi \approx +j k \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} (\mathbf{L}_\phi - \eta \mathbf{N}_\phi) \quad (2.24)$$

$$\mathbf{H}_\theta \approx +j k \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} (\mathbf{N}_\theta - \frac{\mathbf{L}_\theta}{\eta}) \quad (2.25)$$

$$\mathbf{H}_\phi \approx -j k \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} (\mathbf{N}_\phi + \frac{\mathbf{L}_\phi}{\eta}) \quad (2.26)$$

Ainsi, le calcul du champ lointain se fait en calculant les potentiels vecteurs  $\mathbf{N}$  et  $\mathbf{L}$  :

$$\mathbf{N}_\theta = \iint_S (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \psi} ds' \quad (2.27)$$

$$\mathbf{N}_\phi = \iint_S (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \psi} ds' \quad (2.28)$$

$$\mathbf{L}_\theta = \iint_S (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \psi} ds' \quad (2.29)$$

$$L\phi = \iint_{S'} (-M_x \sin\phi + M_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\psi} ds' \quad (2.30)$$

Toutes les caractéristiques reliées au diagramme de rayonnement peuvent ainsi être déduites directement connaissant ces expressions.

**2.3. Application du principe d'équivalence aux ouvertures rayonnantes :**

**2.3.1. Ouvertures rectangulaires :**

Pour ce type d'ouvertures on considère plusieurs distributions du champ.

**2.3.1.1. Distribution uniforme sur un plan de masse infini :**

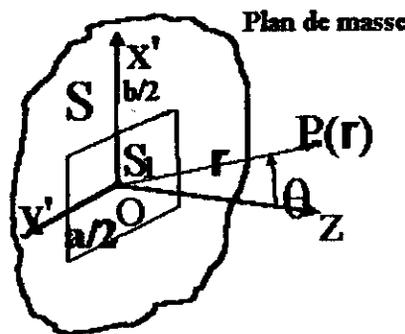


Fig.II.3. Ouverture montée sur un plan de masse infini.

Dans ce cas le champ au niveau de l'ouverture est supposé uniforme :

$$E_s = a_y E_0 \text{ pour } \frac{-b}{2} \leq x' \leq \frac{b}{2} \text{ et } \frac{-a}{2} \leq y' \leq \frac{a}{2} \quad (2.31)$$

$E_0 = \text{Cte}$  : amplitude du champ électrique.

On cherche le problème équivalent, pour cela, on choisit comme surface S le plan xy.

Le problème équivalent se formule comme suit en considérant la méthode des images [annexe A]:

$$J_e = 0$$

$$J_m = -2 \mathbf{n} \times \mathbf{E}_s = a_x 2 E_0 \text{ pour } \frac{-b}{2} \leq x' \leq \frac{b}{2} \text{ et } \frac{-a}{2} \leq y' \leq \frac{a}{2} \text{ et nul ailleurs.}$$

On peut calculer maintenant le champ rayonné, on note  $\psi(r)$  la fonction de GREEN en espace libre:

$$\begin{aligned} E_r &\cong 0 \\ E_\theta &= j \frac{abkE_0}{2\pi} \psi(r) [\sin\phi \sin c(X) \sin c(Y)] \\ E_\phi &= j \frac{abkE_0}{2\pi} \psi(r) [\cos\phi \cos\theta \sin c(X) \sin c(Y)] \end{aligned} \quad (2.32)$$

avec  $\text{sinc}(X) = \frac{\sin(X)}{X}$  (sinus cardinal.)

$$\text{et } X = \frac{ka}{2} \sin \theta \cos \phi$$

$$Y = \frac{kb}{2} \sin \theta \sin \phi$$

Plan E ( $\theta = \frac{\pi}{2}$ ):

$$E_r \cong 0, E_\phi = 0.$$

$$E_\theta = j \frac{abkE_0}{2\pi} \psi(r) \left[ \text{sinc} \left( \frac{kb}{2} \sin \theta \right) \right] \quad (2.33)$$

Plan H ( $\theta = 0$ ):

$$E_r \cong 0, E_\theta = 0.$$

$$E_\phi = j \frac{abkE_0}{2\pi} \psi(r) \left[ \cos \theta \text{sinc} \left( \frac{ka}{2} \sin \theta \right) \right] \quad (2.34)$$

A partir de ces expressions on peut déduire nombre de caractéristiques de rayonnement de l'ouverture.

### 2.3.1.2. Ouverture à distribution de champ uniforme dans l'espace :

La distribution du champ dans l'ouverture est donnée par :

$$\mathbf{E}_s = \mathbf{a}_y E_0$$

$$\text{pour } \frac{-b}{2} \leq x' \leq \frac{b}{2} \text{ et } \frac{-a}{2} \leq y' \leq \frac{a}{2}$$

$$\mathbf{H}_s = \mathbf{a}_x H_0$$

#### Problème équivalent :

La difficulté avec ce type d'ouvertures réside dans le fait que les densités de courant équivalentes ne s'annulent pas à l'extérieur de l'ouverture quelque soit le choix de la surface S et leurs expressions sont inconnues. Le remplacement du milieu par des murs magnétiques ou électriques n'annule qu'un seul courant  $\mathbf{J}_e$  ou  $\mathbf{J}_m$ .

Une solution approximative et qui donne des résultats satisfaisants (erreur maximale de 20%) est de considérer que le champ existe uniquement au niveau de l'ouverture et nul ailleurs, ce qui donne des densités de courant équivalentes également nulles en dehors de l'ouverture.

Le champ rayonné est calculé de la même façon que précédemment :

$$\begin{aligned}
 E_r &\cong 0 \\
 E_\theta &= \frac{abkE_0}{4\pi} \psi(r) \sin \phi (1 + \cos \theta) \sin c(X) \sin c(Y) \\
 E_\phi &= \frac{abkE_0}{4\pi} \psi(r) \cos \phi (1 + \cos \theta) \sin c(X) \sin c(Y)
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

### 2.3.1.3. Ouverture montée sur plan de masse infini de distribution du champ en mode fondamental :

L'exemple type est celui d'un guide d'ondes terminé par une ouverture et excité en mode  $TE_{10}$ .

Le champ au niveau de l'ouverture a pour expression :

$$E_s = a_y E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) \quad \text{pour } -\frac{b}{2} \leq y' \leq \frac{b}{2} \text{ et } -\frac{a}{2} \leq x' \leq \frac{a}{2}$$

$$H_s = a_x \frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right)$$

La formulation du problème équivalent donne :

$$\begin{aligned}
 E_r &\cong 0 \\
 E_\theta &= -j \frac{\pi}{2} \frac{abkE_0}{2\pi} \psi(r) \sin \theta \frac{\cos X}{(X)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \frac{\sin Y}{Y} \\
 E_\phi &= -j \frac{\pi}{2} \frac{abkE_0}{2\pi} \psi(r) \cos \theta \cos \theta \frac{\cos X}{(X)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \frac{\sin Y}{Y}
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

L'ensemble des caractéristiques de ces ouvertures est résumé dans la table fournie annexe A.

### 2.3.2. Ouvertures circulaires :

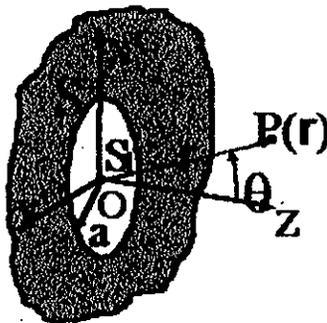


Fig.II.4. Ouverture circulaire.

Ce type d'ouvertures correspond aux antennes à réflecteur parabolique, aux cornes circulaires et à certaines lentilles électromagnétiques. A cause du profil circulaire de l'ouverture, on adopte le système de coordonnées circulaires pour la représentation du champ.

### 2.3.2.1. Distribution uniforme sur un plan de masse infini :

Le champ au niveau de l'ouverture circulaire est donné par :

$$\mathbf{E}_a = \mathbf{a}_y E_0 \quad \text{pour } \rho' \leq a.$$

Le problème équivalent :

$$\mathbf{J}_e = 0$$

$$\mathbf{J}_m = -2 \mathbf{n} \times \mathbf{E}_s = \mathbf{a}_x \times 2 \mathbf{E}_0 \quad \text{pour } \rho' \leq a \text{ et nul ailleurs.}$$

L'expression du champ rayonné est alors :

$$E_r \cong 0$$

$$E_\theta = jka^2 E_0 \psi(r) \sin \theta \left[ \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \right] \quad (2.37)$$

$$E_\phi = jka^2 E_0 \psi(r) \cos \theta \cos \phi \left[ \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \right]$$

$J_1$  : fonction de Bessel de première espèce.

Les caractéristiques de ce type d'ouverture sont résumées dans l'annexe A.

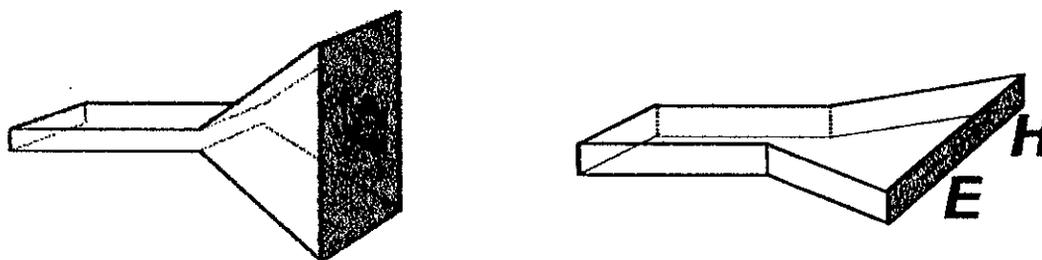
**CHAPITRE III**  
**ANTENNES EN BANDE X**

**Introduction :**

L'antenne cornet électromagnétique est utilisée dans un large éventail d'applications, en radioastronomie, reconfiguration de couverture des réseaux satellitaires, poursuite de satellites, alimentation des réflecteurs, réseaux phasés, calibration et mesure de gain.

Le cornet est une sorte de transformateur d'impédance qui adapte les ondes guidées à l'espace libre.

Sa réalisation consiste à faire croître progressivement la section du guide d'ondes. Lorsqu'il s'agit d'augmenter une seule dimension, on obtient un cornet sectoral.



FigIII.1. Cornets sectoriaux plan E et plan H

Quand les deux dimensions se voient augmentées on obtient un cornet rectangulaire.

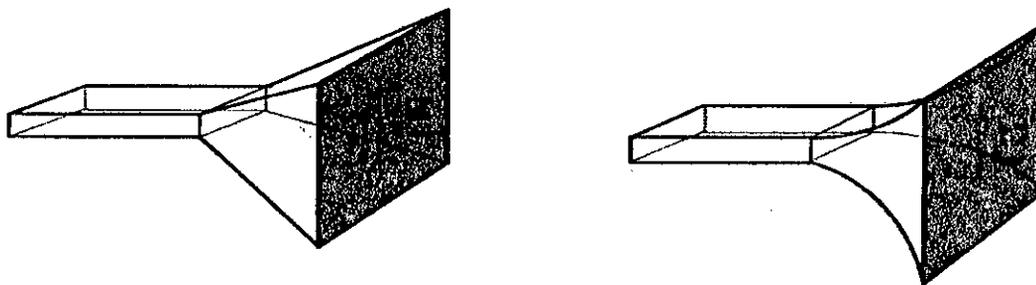
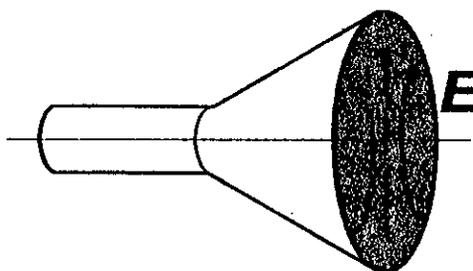


Fig.III.2. Cornets rectangulaires.

Si le guide d'ondes est circulaire, on obtient un cornet conique.



FigIII.3. Cornet Conique

Dans le présent travail, on s'intéressera au cornet pyramidal qui présente des caractéristiques de rayonnement qui sont principalement une combinaison de celles des cornets sectoraux plan E et plan H.

### 3.1. Le cornet pyramidal :

C'est le plus couramment utilisé. Les dimensions augmentent dans les deux directions E et H. Les caractéristiques de son rayonnement sont une combinaison des rayonnements des cornets sectoraux E et H.

Le cornet peut être vu comme une ouverture rayonnante non équiphase. Pour établir son diagramme de rayonnement on applique le principe d'équivalence.

#### 3.1.1. Dimensions du cornet pyramidal :

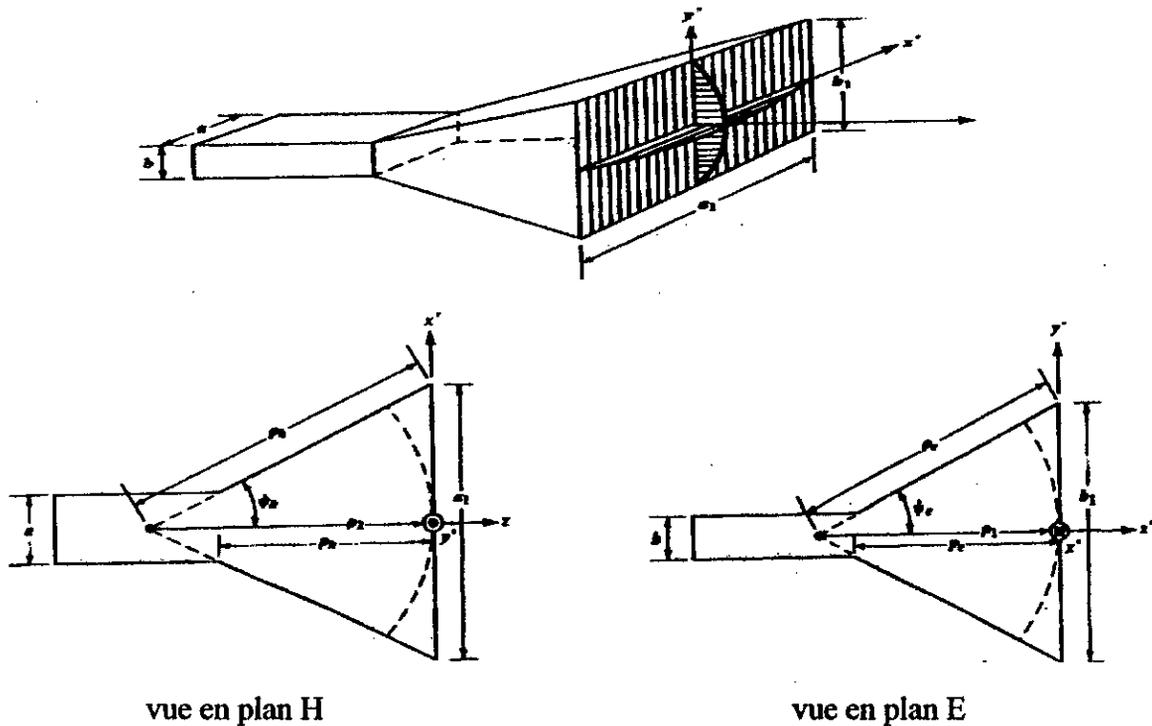


Fig.III. 4. Cornet pyramidal.

#### 3.1.2. Champ au niveau de l'ouverture :

Si on suppose que le champ provenant du guide d'ondes est principalement dû au mode fondamental TE<sub>10</sub>, ce qui est le cas pour la gamme X, on peut approximer le champ à l'ouverture du cornet par l'expression de ce mode. Pour simplifier l'analyse et obtenir des résultats en bonne corrélation avec les mesures expérimentales, l'illumination sur l'ouverture du cornet s'écrit :

$$E_{y'(x',y')} = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk(\delta(x') + \delta(y'))} \quad (3.1)$$

$$H_{x'(x',y')} = -\frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk(\delta(x') + \delta(y'))}$$

Les déphasages, dus à la différence des trajets entre la terminaison du guide d'ondes et les différentes régions de l'ouverture, s'expriment :

$$\delta(x') = -\rho_2 + [\rho_2^2 + x'^2]^{\frac{1}{2}} \cong \frac{1}{2} \left(\frac{x'^2}{\rho_2}\right) \quad (3.2)$$

$$\delta(y') = -\rho_1 + [\rho_1^2 + y'^2]^{\frac{1}{2}} \cong \frac{1}{2} \left(\frac{y'^2}{\rho_1}\right)$$

Qui donnent les déphasages :  $k\delta(x')$  et  $k\delta(y')$ .

La constante de propagation  $k$  dépend des coordonnées spatiales ( $k(x,y)$ ) et est difficile à déterminer. Au départ à la limite entre le cornet et le guide ( $k = k_g$ ), le cornet réalisant une transition avec l'espace libre on a  $k = k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ . On va admettre que :

$$k(x,y) = k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.3)$$

Le cornet, non monté sur un plan de masse, présente un champ non nul à l'extérieur de l'ouverture qui ne peut être traduit, on peut supposer toutefois qu'il est nul en dehors de l'ouverture [1]. Cette approximation conduit à la formulation du problème équivalent comme suit :

$$j_{my}(x',y') = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk(\delta(x') + \delta(y'))} \quad (3.4)$$

$$J_{ex}(x',y') = -\frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk(\delta(x') + \delta(y'))}$$

A partir des sources électriques et magnétiques équivalentes  $\mathbf{J}_e$  et  $\mathbf{J}_m$  le champ rayonné par le cornet pyramidal a pour expression :

$$E_r \cong 0.$$

$$E_\theta = j \frac{kE_0}{4\pi} \psi(r) [\sin(\theta) (1 + \cos(\theta)) I_1 I_2]. \quad (3.5)$$

$$E_\phi = j \frac{kE_0}{4\pi} \psi(r) [\cos(\theta) (1 + \cos(\theta)) I_1 I_2].$$

Où :

$$I_1 = \int_{-\frac{al}{2}}^{\frac{al}{2}} \cos\left(\frac{\pi x'}{a}\right) e^{-jk[x'^2/2\rho_1 - x' \sin\theta \cos\sigma]} dx' \quad (3.6)$$

$$I_2 = \int_{-\frac{bl}{2}}^{\frac{bl}{2}} e^{-jk[y'^2/2\rho_1 - x' \sin\theta \sin\sigma]} dy' \quad (3.7)$$

Pour les plans E et H le diagramme de rayonnement est principalement celui des cornets sectoriaux plan E et plan H. Des courbes universelles [annexe C] donnent l'allure du diagramme de rayonnement normalisé en fonction du paramètre  $s = \frac{\lambda^2}{8AB}$ .

### 3.1.3. Directivité :

Le maximum du lobe principal n'est pas nécessairement dans la direction (Oz  $\theta=0$ ). Ceci est dû aux erreurs de phase. Les rayons issus des divers points de l'ouverture vers Oz ne sont pas en phase, cette direction est toutefois proche de l'axe et le calcul de la directivité maximale peut se faire en assumant que l'intensité de rayonnement maximale est dans la direction Oz ( $\theta \approx 0$ ), on cherche la directivité du cornet en calculant l'intensité de rayonnement maximale pour  $\theta$  très proche de zéro.

$$D_p = 4\pi \frac{\Phi_{\max}}{P_{\text{ray}}} \quad (3.8)$$

La directivité de l'antenne cornet s'exprime comme suit [1] :

$$D_p = \frac{8\pi\rho_1\rho_2}{ab\lambda} |F(u, v)|^2 |F(t)| \quad (3.9)$$

Avec  $F(t) = C(t) - j S(t)$

$$t = \frac{b}{\sqrt{2}\lambda\rho_1}$$

$$F(u, v) = (c(u) - c(v)) - j(s(u) - s(v)).$$

(3.10 a-d)

$$u = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda\rho_2}}{a_1} + \frac{a_1}{\sqrt{\lambda\rho_2}} \right)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda\rho_2}}{a_1} - \frac{a_1}{\sqrt{\lambda\rho_2}} \right)$$

La directivité du cornet peut être exprimée en fonction des propriétés directives des cornets

sectoraux plan E et plan H :

$$D_p = \frac{\pi \lambda^2}{32ab} D_E D_H \quad (3.11)$$

En pratique, des courbes figure III.5 donnent les relevés des directivités des cornets peuvent être utilisées.

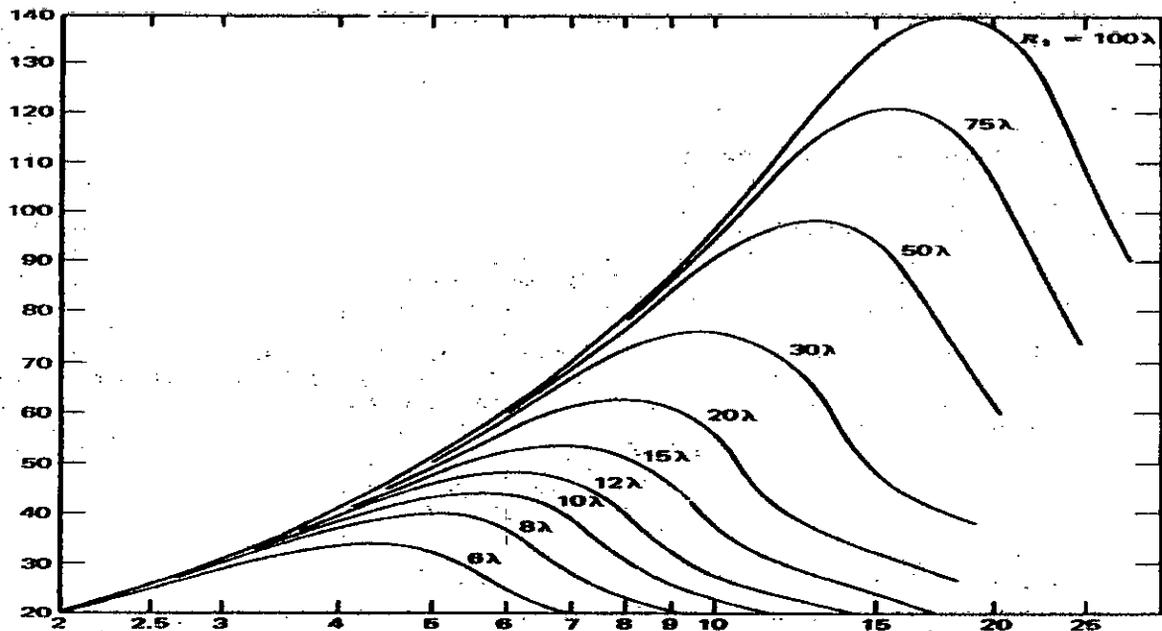


Fig.III.5. Directivité d'un cornet pyramidal en fonction des dimensions du cornet

Les courbes de directivité passent par un maximum, car d'une part la directivité en plan H va augmenter lorsque l'ouverture donc  $A$  augmente. Par contre plus  $A$  augmente plus l'écart de phase entre le centre du cornet et les cotés augmente. Le caractère équiphase de l'illumination disparaît lorsque  $A$  augmente ce qui a pour effet de diminuer la directivité. Ceci est encore valable pour le plan E. Il y a donc deux effets antagonistes en fonction de  $A$  d'où une courbe qui présente un optimum. Ainsi, un choix des dimensions  $A$  et  $B$  doit se faire pour la conception de cornets pyramidaux à directivité élevée.

Ces valeurs optimales sont :

$$A = \sqrt{3\lambda_0 \rho_2} \quad \text{et} \quad B = \sqrt{2\lambda_0 \rho_1} \quad (3.11 \text{ a-b})$$

### 3.2. Antenne fentes

#### 3.2.1. Etude d'une fente longitudinale élémentaire :

On étudie le rayonnement d'une fente longitudinale pratiquée sur la paroi horizontale d'un guide d'onde rectangulaire telle que celle présentée figure III.6.

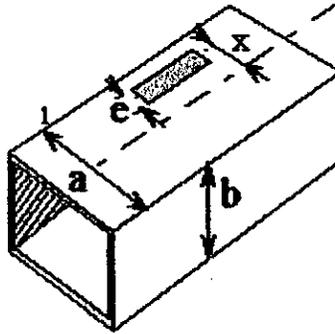


Fig.III.6.Fente longitudinale sur la paroi horizontale d'un guide d'ondes.

On suppose que le guide est excité suivant le mode fondamental  $TE_{10}$  (Hypothèse réaliste en bande X).

Du point de vue des circuits, cette fente à la résonance se comporte comme une conductance "parallèle" placée entre le conducteur chaud et la masse (cf : figure III.6). Cette conductance représente les pertes par rayonnement. La valeur de cette conductance peut être évaluée à partir de la relation ci-dessous [5]:

$$g = 2,09 \frac{a \lambda_g}{b \lambda_0} \cos^2 \left( \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda_g} \right) \sin^2 \left( \frac{\pi x_0}{a} \right) \quad (3.12)$$

Dont le modèle électrique est représenté par :

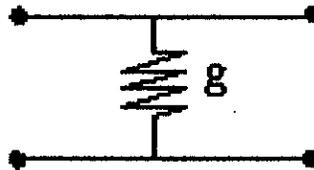


Fig.III.7.Modélisation de la fente en théorie des circuits.

Du point de vue des antennes, ces fentes sont des ouvertures. Il est possible de construire le diagramme de rayonnement associé à cette fente en déterminant la variation des champs dans l'ouverture.

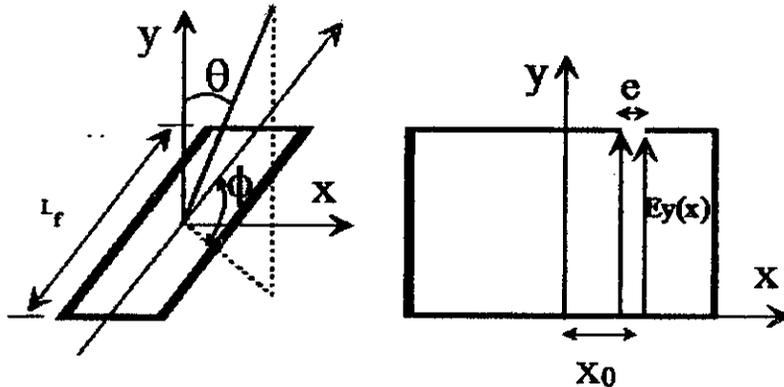


Fig.III.8.Fente résonante.

En supposant que l'ouverture ne perturbe pas le champ dans le guide d'ondes et en utilisant le champ  $E_y$  du mode  $TE_{10}$ , on peut calculer le champ  $E_x$  dans la fente située entre  $x_0 + e/2$  et  $x_0 - e/2$  par rapport au plan  $yz$ .

Comme la largeur de la fente 'e' est petite devant la longueur d'onde et devant la dimension a ( $e=1\text{mm}$ ) on obtient l'expression de  $E_x$  suivante:

$$E_x = -E_0 \frac{\pi e}{a} \sin\left(\frac{\pi x_0}{a}\right) \cos(\beta z) \quad (3.13)$$

Si la fente est au milieu du guide, le champ  $E_x$  est nul, il n'y a pas de rayonnement (la fente ne coupe aucune ligne de courant). Les champs ont un même module mais sont de sens opposé pour les fentes situées symétriquement par rapport au plan de symétrie  $yOz$ .

### 3.2.2. Diagramme de rayonnement en plan E et en plan H de la fente :

Le plan E est le plan  $xOy$  (contient le champ  $E_x$ ). Dans ce plan  $E_x$  n'évolue pas selon  $x$ . En plan H ( $zOy$ ) l'illumination évolue en  $\cos(\beta z)$ . Dans ce plan l'illumination de l'ouverture suit le mode  $TE_{10}$ . On peut considérer que cette fente est pratiquée sur un plan de masse infini et appliquer le principe d'équivalence :

#### Formulation du problème équivalent :

La fente est vue comme une ouverture rayonnante montée sur un plan de masse infini (formé par la surface du guide d'ondes).

Des expressions (2.36) on peut formuler les densités de courant équivalentes :

$$\mathbf{J}_m = \hat{y} \times \mathbf{E}_a \text{ pour } x_0 - \frac{e}{2} \leq x' \leq x_0 + \frac{e}{2} \text{ et } \frac{L_f}{2} \leq z' \leq \frac{L_f}{2} \text{ et nul ailleurs}$$

$$\mathbf{J}_e = 0 \quad \text{partout} \quad (3.14)$$

Le champ rayonné est alors donné par :

$$E_r \cong 0$$

$$E_\theta = C \sin \theta \frac{\cos X}{(X)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \frac{\sin Y}{Y}$$

$$E_\phi = C \cos \theta \cos \theta \frac{\cos X}{(X)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2} \frac{\sin Y}{Y}$$

$$\text{avec : } X = k \frac{L_f}{2} \sin \theta \cos \theta, \quad Y = k \frac{e}{2} \sin \theta \sin \theta \quad \text{et} \quad C = -\frac{\pi e L_f k E_0}{2 \cdot 2\pi} \psi(r)$$

Le champ magnétique est directement calculé en considérant la structure en ondes TEM du champ lointain.

La connaissance du champ nous permet de calculer la directivité maximale de la fente. Elle est donnée par :

$$D_0 = 0.81 \left[ 4\pi \left( \frac{e L_f}{\lambda^2} \right) \right] \quad (3.16)$$

La directivité de la fente est très faible, son utilisation individuelle n'est pas très commode, on l'utilise comme élément rayonnant dans un réseau.

### 3.2.3. ANTENNE RESEAU :

Afin d'obtenir une directivité plus importante pour le diagramme en plan H, on réalise l'antenne réseau présentée sur la figure III.9.

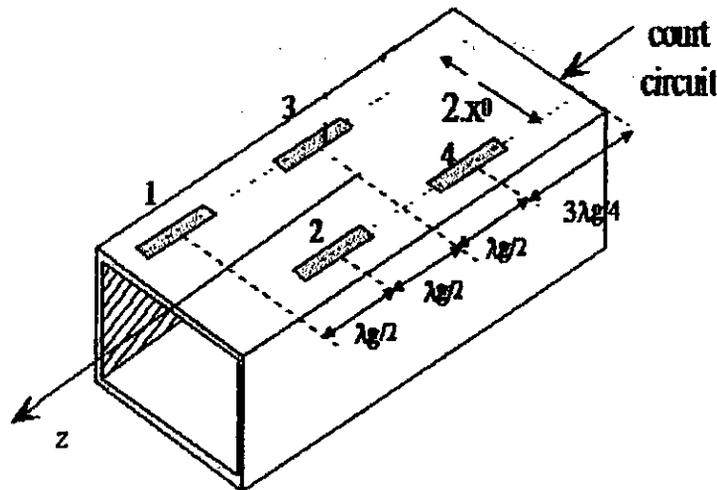


Fig.III.9.Réseau d'antennes fentes.

Il s'agit d'un guide rectangulaire sur lequel sont réalisées des fentes parallèles à l'axe de propagation du guide (axe  $oz$ ) et situées à  $x_0$ , de part et d'autre du plan de symétrie de la structure (qu'on note P). Les centres de phase des fentes sont distants de  $\frac{\lambda_g}{2}$ .

Le guide est fermé sur un court circuit situé à une distance de  $\frac{3 \times \lambda_g}{2}$  du centre de phase de la fente à sa fréquence de résonance. Le choix des positions alternées de chaque côté du plan de symétrie P, permet une excitation en phase (à  $2n\pi$  près) de chacune des fentes.

En effet, comme d'une fente à l'autre on se déplace d'une quantité  $\frac{\lambda_g}{2}$  dans le guide il y a une rotation de phase de  $\pi$ , mais comme les fentes successives ont une position alternée par rapport au plan de symétrie  $zOy$ , il y a une seconde rotation de phase de  $\pi$ , de ce fait toutes les fentes sont en phase.

La disposition sur le réseau des éléments rayonnants induit une alimentation de même amplitude. Compte tenu du schéma équivalent de chacune des fentes, on peut représenter le réseau par son schéma électrique équivalent montré sur la figure III.10.

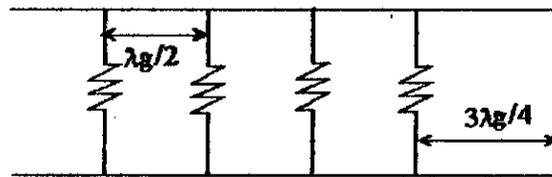


Fig.III.10.Schéma électrique équivalent du réseau

Le court circuit ramené au plan de la première fente (conductance) est équivalent à un circuit ouvert. Le schéma se simplifie à :

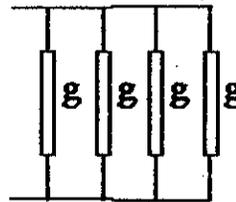


Fig.III.11.Schéma simplifié

Ainsi, le courant parcourant chaque conductance est le même, l'alimentation des fentes se fait avec la même amplitude.

**3.2.3.1.Fonction caractéristique du réseau :**

Le réseau, déployé dans le plan H, est de type linéaire uniforme à N éléments, son facteur de réseau a pour expression [Cf :paragraphe III.5.2.] :

$$FR = \frac{2}{N} \sum_{m=1}^{\frac{N}{2}} \cos k(x_0 \sin \theta - \frac{(2m-1)}{4} \lambda_g \cos \theta) \tag{3.17}$$

On représente ci-dessous le diagramme de rayonnement du réseau :

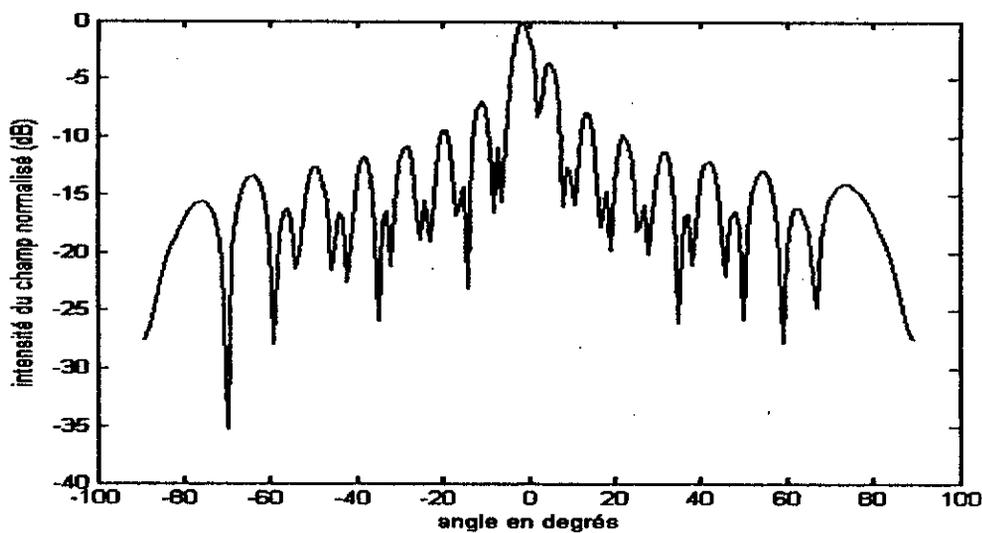


Fig.III.12. diagramme de rayonnement du réseau d'antennes fentes.

### 3.3. Antennes à réflecteurs paraboliques

Les antennes à réflecteur parabolique sont caractérisées par des gains très élevés (30 dB et plus) et un lobe principal très étroit. Ces antennes sont bien indiquées pour les applications satellite, les communications radiofréquences en visibilité et dans les radars.

Pour les fréquences micro-ondes, les alimentations communément utilisées sont les cornets (rectangulaires, circulaires, corrugués). Pour les fréquences UHF, des alimentations avec antennes filaires (dipôles, réseau Yagi) sont utilisées, on leur additionne des structures réfléchissantes pour renforcer le champ vers le réflecteur.

#### 3.3.1. Champ rayonné par une antenne à réflecteur parabolique :

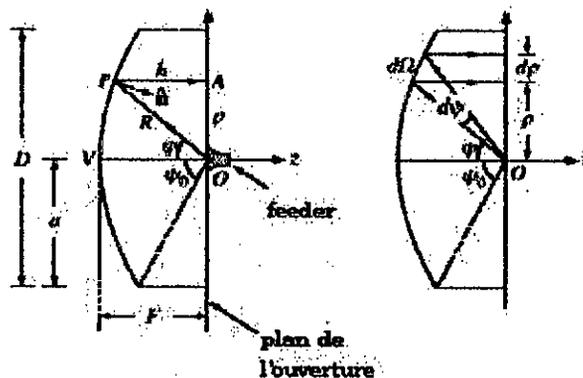


fig.III.13. Réflecteur parabolique avec alimentation frontale.

La figure III.13 représente un réflecteur parabolique alimenté au foyer. Le système de coordonnées est aussi indiqué. L'angle  $\chi$  est dans le plan  $xOz$ .

Le champ émanant de l'alimentation est réfléchi par le réflecteur parallèlement à l'axe  $z$ .

Pour déterminer les caractéristiques de rayonnement de l'antenne à réflecteur, on peut, connaissant le champ  $E_a$ ,  $H_a$  au niveau de l'ouverture effective, utiliser la méthode des ouvertures. On peut aussi adopter la méthode de la distribution des densités de courant. Celle-ci stipule la connaissance des densités de courant  $J_{es}$ ,  $J_{ms}$  induites par le champ incident sur le réflecteur sur sa surface.

En pratique, les dimensions du réflecteur sont larges devant la longueur d'onde de travail, la détermination des champs  $E_a$ ,  $H_a$  et les densités de courant  $J_s$ ,  $J_{ms}$  peut se faire par des considérations géométriques :

- Le réflecteur se trouve dans la zone du champ lointain de l'antenne d'alimentation.

- Le champ incident est réfléchi comme si la surface du réflecteur est parfaitement conductrice et localement plane.

Sous ces conditions, le champ incident peut se formuler comme suit :

$$\mathbf{E}_i = \frac{e^{-j\beta R}}{R} f_i(\psi, \chi) \quad (3.18)$$

Avec  $f_i(\psi, \chi)$  : fonction caractéristique du champ électrique incident sur la surface du réflecteur.

De la structure TEM du champ électromagnétique, on peut écrire :

$$\mathbf{H}_i = \frac{1}{\eta} \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{E}_i = \frac{1}{\eta} \frac{e^{-j\beta R}}{R} \hat{\mathbf{r}} \times f_i(\psi, \chi) \quad (3.19)$$

$\hat{\mathbf{r}}$  : vecteur indiquant la direction de propagation de l'onde.

Les conditions précédentes imposent que les relations suivantes soient satisfaites :

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}_r = -\mathbf{n} \times \mathbf{E}_i \quad \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_r = \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_i \quad (3.20)$$

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H}_r = \mathbf{n} \times \mathbf{H}_i \quad \mathbf{n} \cdot \mathbf{H}_r = -\mathbf{n} \cdot \mathbf{H}_i$$

Ce qui se traduit par :

$$\mathbf{E}_r = -\mathbf{E}_i + 2 \mathbf{n} (\mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_i) \quad (3.21)$$

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{H}_i - 2 \mathbf{n} (\mathbf{n} \cdot \mathbf{H}_i)$$

Le champ électrique réfléchi par le réflecteur aura la forme:

$$\mathbf{E}_r = \frac{e^{-j\beta R}}{R} f_r(\psi, \chi) \text{ où : } f_r = -f_i + 2 \mathbf{n}(\mathbf{n} \cdot f_i) \quad (3.22)$$

Le champ au niveau de l'ouverture effective est :

$$\mathbf{E}_a = e^{-j\beta h} \mathbf{E}_r = \frac{e^{-j\beta(h+R)}}{R} f_r(\psi, \chi) \text{ et comme } R + h = 2F.$$

$$\mathbf{E}_a = \frac{e^{-j2\beta F}}{R} f_r(\psi, \chi) : \text{ le champ électrique au niveau de l'ouverture.}$$

En adoptant la méthode des ouvertures, le champ rayonné a pour expression, dans le système de coordonnées lié au réflecteur :

$$\mathbf{E}_r \cong 0.$$

$$\mathbf{E}_\theta = jk \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} \frac{1 + \cos\theta}{2} [f_x \cos\theta + f_y \sin\theta] \quad (3.23)$$

$$E_o = jk \frac{e^{-jkR}}{2\pi R} \frac{1 + \cos\theta}{2} [f_y \cos\theta - f_x \sin\theta]$$

Où  $f = f_x x + f_y y$  : la transformée de Fourier à travers l'ouverture.

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) &= \int_0^a \int_0^{2\pi} E_a(\rho', \chi) e^{jk\rho'} \rho' d\rho' d\chi \\ &= 2F e^{-j2kF} \int_0^{\psi_0} \int_0^{2\pi} f_a(\psi, \chi) e^{2jkF \tan \frac{\psi}{2} \sin\theta \cos(\phi - \chi)} \tan \frac{\psi}{2} d\psi d\chi \end{aligned} \quad (3.24)$$

### 3.3.2. Directivité du réflecteur parabolique:

Les caractéristiques : directivité et largeur du lobe principal, peuvent être évaluées par des considérations sur la conservation de l'énergie sur la surface du réflecteur, ces considérations ne tiennent pas compte du caractère vectoriel du champ.

S'il n'y a pas de pertes, la puissance rayonnée par l'antenne d'alimentation (feeder) à travers un angle solide  $d\Omega = \sin \frac{\psi}{2} d\psi d\chi$  doit être égale à la puissance réfléchi par le réflecteur et se propageant parallèlement à travers une surface élémentaire  $dA$  (Fig.III.13) :

$$\frac{1}{2\eta} |E_a|^2 \rho d\rho = U_{alim}(\psi, \chi) \sin(\psi) d\psi d\chi \quad (3.25)$$

$U_{alim}$  : densité de rayonnement du feeder.

$$|E_a(\rho, \chi)| = \frac{1}{R} \sqrt{2\eta U_{alim}(\psi, \chi)}$$

Qui peut s'écrire compte tenu des expressions (annexe B) :

$$|E_a(\rho, \chi)| = \frac{4F}{\rho^2 + 4F^2} \sqrt{2\eta U_{alim}(\psi, \chi)} \quad (3.26)$$

L'expression (3.26) montre que le champ sur l'ouverture s'affaiblit en allant du centre du réflecteur à ses bords. Une mesure de cet effet est l'illumination des bords définie par :

$$Eb = \left[ \frac{E_a(a, \chi)}{E_a(0, \chi)} \right] = \frac{1 + \cos\psi_0}{2} \sqrt{\frac{U_{alim}(\psi_0, \chi)}{U_{alim}(0, \chi)}} \quad (3.27)$$

La directivité du réflecteur parabolique se formule comme suit :

$$D_a = \frac{4\pi}{P_a} U_{max}$$

Où  $P_a$  : Puissance interceptée par la surface du réflecteur.

$$P_a = \frac{1}{2\eta} \int_A |E_a|^2 dA = \int_0^{\psi_0} \int_0^{2\pi} U_{a\text{lim}}(\psi, \chi) \sin\psi d\psi d\chi \quad (3.28)$$

**3.3.3. Gain du réflecteur parabolique :**

Le gain de l'antenne à réflecteur parabolique s'exprime comme suit [annexe B]:

$$G = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \quad (3.29)$$

Le rendement  $\eta$  inclut les pertes dues à :

- Pertes par illumination non uniforme (amplitude et phase) de l'ouverture du réflecteur  $E_{ouv}$ .
- Les défauts de la surface du réflecteur qui n'est pas exactement paraboloidale.
- Pertes par débordement  $E_{spl}$ . (SPILL OVER).
- Pertes par effet d'ombre (masquage) due à l'antenne d'alimentation.
- Les pertes au niveau du feeder.

L'ensemble de ces problèmes doit être traité pour pouvoir optimiser le gain de l'antenne.

Parmi tous ces facteurs, les pertes par débordement et par effet d'ombre sont les plus significatives et affectent plus le gain. Pour l'optimisation du gain on s'intéresse le plus souvent au produit :

$$E_{ill} = E_{spl} \times E_{ouv}$$

La figure III.14 représente les variations du facteur  $E_{ill}$  en fonction de l'angle d'ouverture du réflecteur pour une alimentation par guide d'ondes.

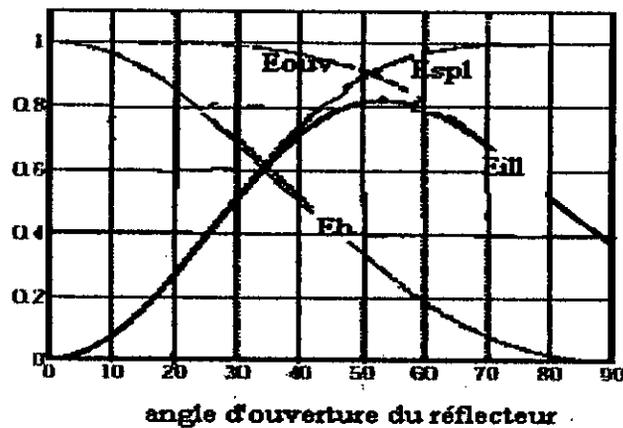


Fig. III.14. Illumination de l'ouverture effective.

Pour une alimentation donnée (diagramme de rayonnement), un choix judicieux de l'extension du réflecteur doit se faire pour maximiser le rendement de l'ouverture.

### 3.4. Antenne plaque micro ruban rectangulaire:

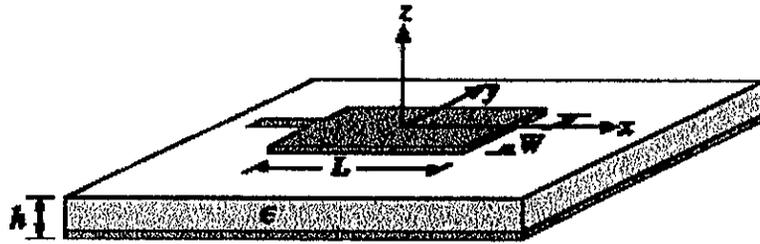


Fig.III.15. Antenne plaque micro ruban

L'antenne patch rectangulaire consiste en un élément rayonnant rectangulaire, très bon conducteur, monté sur un diélectrique ( substrat) qui repose sur un plan de masse. L'antenne est alimentée soit par câble coaxial ou par ligne de transmission microstrip.

Le patch est caractérisé par une longueur de résonance  $L$  (résonance pour le mode fondamental), une largeur  $W$ , une épaisseur  $t$ , et par une conductivité  $\sigma$ .

Dans l'analyse, le substrat est supposé infiniment étendu dans le plan du patch pour pouvoir négliger les effets de bords. Dans la pratique, le substrat est caractérisé par une permittivité relative  $\epsilon_r$ , par une épaisseur  $h$  et un angle de perte qui résume les pertes diélectriques. On suppose que le substrat consiste en une seule couche homogène.

Le plan de masse a les mêmes dimensions que le substrat ( $L_s$ ,  $W_s$ ), mais dans l'analyse, le plan de masse est supposé de dimensions infinies.

L'antenne patch rectangulaire est vue comme une ligne de transmission dont le rapport  $w/h$  (facteur de forme) est élevé.

#### 3.4.1. Caractérisation de l'APM par le modèle de la ligne de transmission :

Les antennes micro ruban ont une structure physique dérivée des lignes de transmission micro strip. Ainsi, le modèle de la ligne de transmission est la méthode la plus évidente pour l'analyse et la conception de ces antennes.

Le modèle de la ligne de transmission n'inclut pas les ondes de surface qui participent au rayonnement de l'antenne, de ce fait, l'application du modèle est prévue pour les configurations où l'épaisseur du substrat et sa permittivité sont suffisamment faibles ( $2.3 < \epsilon_r < 2.5$  et  $h = 0.01\text{mm}$ ).

On peut considérer que le champ électrique dans l'antenne est celui d'un résonateur, il ne présente pas de variations suivant l'axe des z car l'épaisseur du substrat h est petite devant la longueur d'onde.

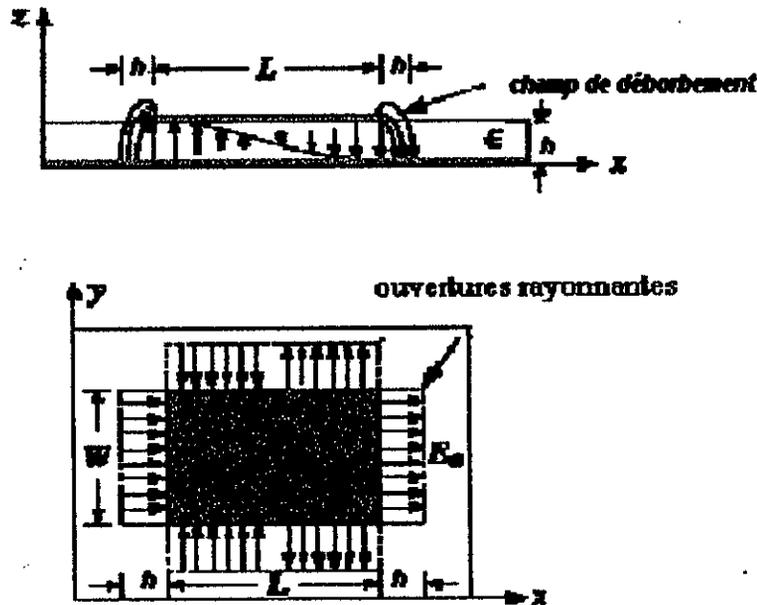


Fig.III.16. Représentation du champ dans le patch.

$$E_z = A \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{w} y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{L} x\right) \tag{3.30}$$

En fonction du mode excité, on aura soit une résonance de ligne soit une cavité résonante pour laquelle le champ électrique varie suivant les deux axes : x et y.

Les antennes à étudier ont une largeur w inférieure à  $\frac{\lambda_m}{2}$ , Ce qui permet de considérer que l'élément rayonnant se comporte comme une ligne résonnante[6].

Dans ce cas le champ électrique sous le conducteur supérieur ne présente pas de variations selon l'axe y, et s'écrit :

$$E_y = A \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{\lambda} x\right) \tag{3.31}$$

Ces modes peuvent être classifiés comme quasi modes TEM par rapport à l'axe x ou comme des modes  $TM_{00n}$  par rapport à l'axe z.

Le champ électrique au niveau des bords du patch s'étend de chaque côté de l'antenne sur une distance valant approximativement h pour les côtés suivant la direction z. Les franges du champ électrique aux bords du patch sont représentés sur la figure III.16.

Le principe directeur du modèle de la ligne de transmission repose sur cette représentation.

### 3.4.2. Diagramme de rayonnement :

L'antenne est représentée par deux fentes , dans le plan de masse , distantes de  $L$  ou , en vertu du principe d'équivalence, par deux courants magnétiques orientés suivant l'axe  $y$  le long des cotés  $w$ .

Ainsi, le diagramme de rayonnement de l'antenne est celui de deux fentes longitudinales de longueur  $w$  et de largeur  $h$ . Ces fentes sont illuminées uniformément et sont supposées montées sur un plan de masse infini.

La formulation du problème équivalent se fait pour une ouverture rectangulaire à distribution de champ uniforme montée sur un plan de masse infini (Cf :paragraphe II.3.1), ce qui donne un champ rayonné:

$$E_r \cong 0$$

$$E_\theta = C \cos \theta \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Y}{Y} \quad (3.32)$$

$$E_\phi = C \cos \theta \sin \theta \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Y}{Y}$$

avec :  $X = k \frac{w}{2} \sin \theta \sin \theta$  ,  $Y = k \frac{h}{2} \sin \theta \cos \theta$  et  $C = - \frac{\pi}{2} \frac{whkE_0}{2\pi} \psi(r)$

Dans ce cas on s'intéresse aux plans principaux E et H et on considère la fonction caractéristique du champ :

Plan E ( $\theta = 0$ ):

$$F_e(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{kh}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kh}{2} \sin \theta} \quad (3.33)$$

Plan H ( $\theta = 90^\circ$ ):

$$F_h(\theta) = \cos \theta \frac{\sin X}{X}$$

Pour deux fentes distantes de  $L$ :

Plan E:

$$F_T(\theta) = F_e(\theta) \cdot \cos\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right) \quad (3.34)$$

Plan H:

$$F_T(\theta) = F_h(\theta)$$

Le diagramme de rayonnement des antennes microstrip est quasi isotrope, propriété qui est très exploitée dans les réseaux.

### 3.4.3. Directivité :

La directivité de l'antenne patch rectangulaire peut se formuler directement de l'expression du champ électromagnétique, son expression est dérivée de celle de deux fentes rayonnantes[1] :

$$D \approx \frac{2}{15G_r} \left( \frac{w}{\lambda} \right) \quad (3.35)$$

La directivité peut être également calculée approximativement par la connaissance des angles d'ouverture à demi puissance [1] :

$$\Theta_E \cong 2 \cos^{-1} \sqrt{\frac{7.03\lambda^2}{4(3L_e + h^2)\pi^2}} \quad (3.36)$$

$$\Theta_H \cong 2 \cos^{-1} \sqrt{\frac{1}{2 + kw}}$$

En appliquant la formule (1.11) on déduit directement la directivité de l'antenne. Cette valeur est, toutefois, peu précise et peut car la largeur du lobe principal est assez large, notamment dans la plan E. Cette valeur peut servir d'ordre de grandeur pour évaluer les performances directives de l'antenne.

Typiquement, pour des substrats de permittivité relativement faible, l'antenne patch rectangulaire présente une directivité de l'ordre de 7 dB.

### 3.4.4. Impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée de l'antenne peut être calculée si l'on connaît  $G_r$  et  $B$ , la conductance de rayonnement et la susceptance respectivement. La susceptance est due aux franges de champ aux deux bouts de la ligne de longueur  $L$ .

L'impédance vue à l'entrée du patch rectangulaire s'exprime :

$$Y_{in} = G_r + jB + Y_c \frac{G_r + j(B + Y_c \tan(\beta L))}{Y_c + j(G_r + jB) \tan(\beta L)} \quad (3.37)$$

La conductance de rayonnement peut être formulée à partir de la puissance rayonnée. Cette conductance est l'élément qui dissiperait la même puissance que celle rayonnée par la fente.

La puissance rayonnée par une fente est [1] :

$$P_r = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{V_0^2}{\pi} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\frac{\pi w}{\lambda} \cos \theta\right)}{\cos^2 \theta} \sin^3 \theta \, d\theta \quad (3.38)$$

La conductance de rayonnement est :

$$G_r = \frac{2P_r}{V_0^2} \quad (3.39)$$

L'expression approchée de cette conductance pour une épaisseur faible du substrat est [1]:

$$G_r = \frac{w}{120\lambda} \left[ 1 - \frac{1}{24} (kh)^2 \right] \quad (3.40)$$

La susceptance B est une capacité que l'on peut représenter par une extension fictive de la ligne de transmission de largeur w [4].

$$C = \frac{\Delta L \sqrt{\epsilon_c}}{C_0 Z_c} \quad (3.41)$$

Cette conductance peut se formuler pour des substrats fins comme suit [1]:

$$B = \frac{w}{120\lambda} [1 - 0.636 \ln(kh)] \quad (3.42)$$

A la résonance, l'impédance d'entrée se réduit à :

$$Z_{in} = \frac{1}{2G_r} \quad (3.43)$$

L'expression précédente de l'impédance d'entrée ne tient pas compte de l'admittance mutuelle entre fentes, qui traduit leur couplage.

Pour en tenir compte, on peut écrire [1]:

$$Z_{in}(z) = \frac{1}{G_{tot} + G_m} \cos^2(\beta z) \quad (3.44)$$

Avec  $G_{tot}$  conductance de rayonnement totale, elle vaut  $2.G_r$ .

$G_m$  peut s'écrire comme suit [1]:

$$G_m = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin^2\left(\frac{\pi w}{\lambda} \cos \theta\right)}{\cos^2 \theta} \right]^2 \sin^3 \theta J_0\left(\frac{2\pi L \sin \theta}{\lambda}\right) d\theta \quad (3.45)$$

L'effet de cette conductance est de réduire l'impédance d'entrée de l'élément et ce pour le mode dominant. Il existe également une susceptance mutuelle ( $B_m$ ), celle-ci ne joue aucun rôle dans l'impédance d'entrée mais a pour effet de provoquer une légère déviation de la fréquence de résonance.

Il est à noter que seule la conductance de rayonnement est tenue en compte. Les pertes diélectriques et par conduction ne sont pas considérées. Mais lorsqu'on travaille en hyperfréquences, la plus grande partie de la puissance d'entrée est rayonnée et la conductance d'entrée est égale à  $G_{\text{rot}}$ . L'allure de ces pertes est représentée dans l'annexe C.

Pour inclure l'influence des franges de champ aux deux extrémités de l'antenne, on fait intervenir l'extension fictive  $\Delta L$  :

$$L' = L + 2 \cdot \Delta L \quad (3.46)$$

Cette extension représente la capacité introduite par les franges de champ. La fréquence de résonance pour le mode  $TM_{00n}^y$  est [1] :

$$f_0 = n \cdot \frac{C_0}{2L' \sqrt{\epsilon_r(w)}}$$

Au cours de l'étude qui précède, on a considéré que l'antenne est excitée dans son mode dominant. Le rayonnement est, dans ce cas, principalement dû au côté où le champ ne présente pas de variation.

Le modèle de la ligne de transmission nous permet d'évaluer approximativement les caractéristiques de l'antenne patch. Ces résultats seront comparés avec les mesures.

### **3.5. Les réseaux d'antennes :**

En vue de satisfaire à certaines performances imposées par les diverses applications des antennes imprimées, la mise en réseau des éléments rayonnants permet l'achèvement de ces performances.

L'alimentation des éléments rayonnants dans un réseau d'antennes micro ruban peut se faire dans le même plan que celui de l'antenne, toutefois, dans ce cas le réseau d'alimentation en rayonnant risque de dégrader les performances de l'antenne. C'est la raison pour laquelle on procède à une alimentation par derrière. Le réseau d'alimentation se trouvant sous le plan de masse qui le rend sans influence sur le rayonnement utile.

Dans ce qui suit on s'intéresse aux réseaux plans uniformes à alimentation parallèle, on s'intéressera à deux configurations de réseaux : réseaux rectangulaires et réseau circulaire.

La dimension de ces réseaux et leurs performances seront limitées par plusieurs facteurs :

- Les tolérances sur la fabrication des éléments du réseau.
- Le couplage inter éléments.
- Le rayonnement des lignes et leurs pertes.

On aborde dans ce qui suit l'étude des réseaux linéaires et plans.

**3.5.1 Réseaux linéaires :**

Soit un groupement de N antennes espacées de d et déphasées de  $\phi$  l'une par rapport à l'autre :

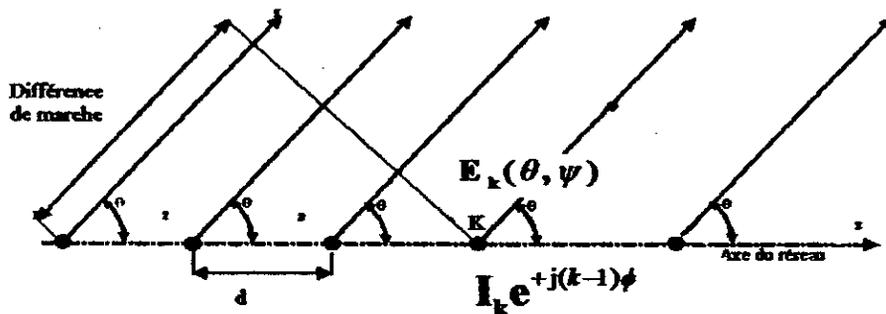


Fig.III.17. Réseau linéaire de N antennes.

Le champ électrique lointain se trouve par superposition :

$$E_T(\theta) = \sum_{K=1}^N E_K e^{+j(K-1)(kd \cos \theta + \phi)} \tag{3.47}$$

On pose  $\psi = kd \cos \theta + \phi$  : différence de phase.

Dans le cas d'antennes identiques:

$$E_T(\theta) = E_1 \sum_{K=1}^N e^{+j(K-1)\psi} = E_1 \frac{1 - e^{+jN\psi}}{1 - e^{+j\psi}} \tag{3.48}$$

Qui se réduit à :

$$E_T(\theta) = E_1 e^{+j(N-1)\psi/2} \frac{\sin(\frac{N\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \tag{3.49}$$

La fonction caractéristique normalisée du réseau s'écrit alors :

$$FR = \frac{1}{N} \frac{\sin(\frac{N\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \tag{3.50}$$

Cette fonction caractéristique correspond au rayonnement d'un réseau linéaire de  $N$  sources isotropes.

Le terme  $E_1$  correspond au rayonnement de la source individuelle. Ainsi, le champ rayonné par un réseau de sources non isotropes s'obtient par multiplication de la fonction caractéristique du réseau par la fonction caractéristique de l'élément individuel. Ceci cesse d'être valable si la mise en réseau ne modifie pas le rayonnement de l'élément individuel par effet de couplage.

### 3.5.1. Propriétés de la fonction réseau :

La connaissance des propriétés de la fonction caractéristique permet de prédire le rayonnement d'un réseau sachant les antennes le constituant. La fonction caractéristique est caractérisée par :

- Périodicité en  $\psi$ , de période  $2\pi$ .
- Symétrie autour de l'axe du réseau.
- Possède exactement  $N-2$  lobes secondaires de largeur  $2\pi/N$ .
- Le niveau des lobes secondaires n'est jamais inférieur à  $1/N$ .

Une représentation est donnée ci-dessous.

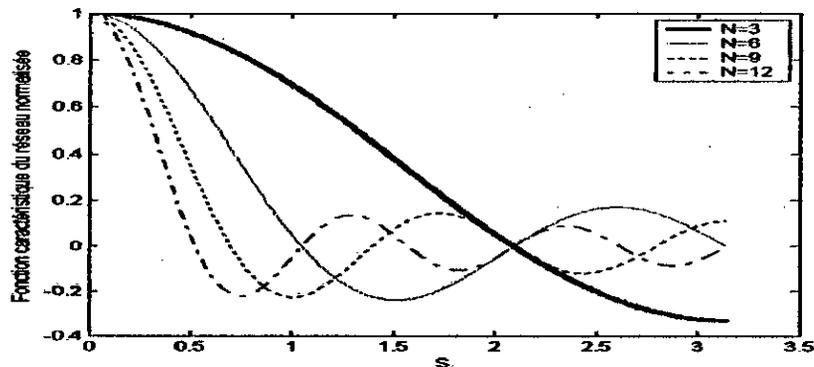


Fig.III.18. Fonction caractéristique pour différents nombres d'éléments rayonnants

### 3.5.2. Fenêtre de visibilité d'un réseau :

La fenêtre de visibilité est définie par les valeurs de  $\psi$  quand  $\theta$  varie de  $0$  à  $360^\circ$ .

De  $\psi = kd \cos \theta + \emptyset$  on écrit:  $kd - \emptyset < \psi < kd + \emptyset$ .

La fenêtre de visibilité du réseau détermine la direction que privilégie le réseau. L'ajustement de cette fenêtre détermine la fonction caractéristique du réseau.

De ces réseaux linéaires sont dérivés les réseaux plans qui peuvent prendre diverses configurations. On s'intéresse aux réseaux plans rectangulaires.

### 3.5.3. Réseau plan rectangulaire :

Le réseau rectangulaire est une combinaison de réseaux linéaires, cette disposition des éléments rayonnants accroît le nombre de degrés de liberté sur lesquels on peut agir pour modéliser le rayonnement global (niveau des lobes secondaires, direction de rayonnement maximal, directivité).

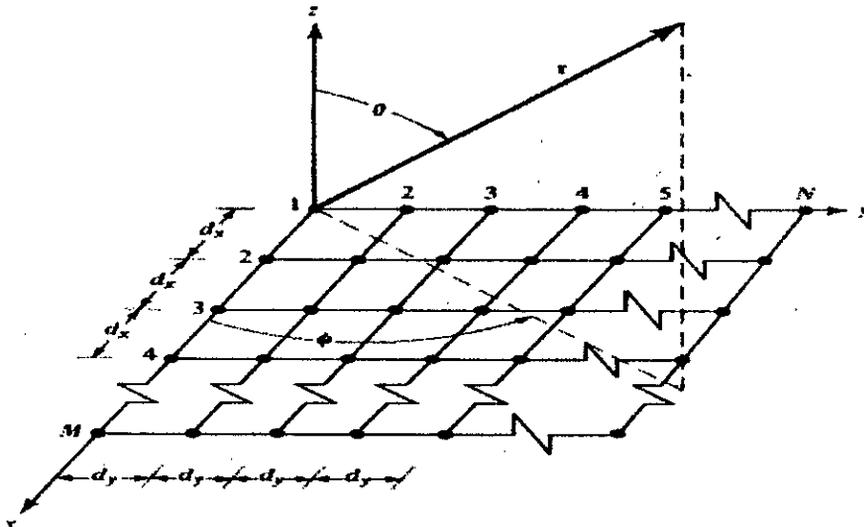


Fig.III.19.réseau rectangulaire.

Si  $N$  réseaux linéaires sont disposés dans la direction  $y$ , espacés de  $d_y$  et présentant un déphasage progressif  $\beta_y$  entre éléments rayonnants, la fonction caractéristique d'un tel réseau s'écrit :

$$FR = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[ \sum_{m=1}^M I_{1m} e^{j(m-1)\psi_x} \right] e^{j(n-1)\psi_y} \quad (3.51)$$

Avec  $\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x$  et  $\psi_y = kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y$ .

$I_{1n}$  et  $I_{m1}$  : les coefficients décrivant l'amplitude et la phase d'excitation des réseaux linéaires suivant  $x$  et  $y$ .

Le facteur de réseau du réseau plan rectangulaire est le produit des fonctions caractéristiques des réseaux linéaires déployés selon les directions  $x$  et  $y$ .

Dans le cas où les coefficients d'excitation  $I_{m1}$  sont proportionnels à  $I_{1n}$ , on écrit :

$$I_{mn} = I_{m1} \cdot I_{1n}$$

Dans le cas où l'amplitude d'excitation du réseau est uniforme ( $I_{mn} = I_0$ ), le facteur de réseau

s'écrit :

$$FR = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)\psi_x} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi_y} \quad (3.52)$$

Compte tenu de (3.50) la fonction caractéristique d'un réseau plan rectangulaire est :

$$FR = \sum_{n=1}^N I_n \left[ \sum_{m=1}^M I_m e^{j(m-1)\psi_x} \right] e^{j(n-1)\psi_y} \quad (3.53)$$

Le facteur de réseau normalisé s'écrit alors :

$$FR_n(\theta, \phi) = \left[ \frac{1 - \sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{M \sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right] \left[ \frac{1 - \sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{N \sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right] \quad (3.54)$$

### 3.5.3.1 Etude de la fonction de réseau :

La fonction caractéristique FR présente des lobes d'ambiguïté quand  $d_x$  et/ou  $d_y$  est inférieur à la longueur d'onde. Ces lobes sont définis comme des lobes autre que le lobe principal qui rayonnent la même intensité de rayonnement dans d'autres directions.

Les directions de ces derniers, s'ils existent, sont les directions tel que:

$$kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x = \pm 2m\pi \quad m = 1, 2, \dots \quad (3.54)$$

$$kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y = \pm 2n\pi \quad n = 1, 2, \dots \quad (3.55)$$

Les phases  $\beta_x$  et  $\beta_y$  sont indépendantes. Ces deux phases constituent deux degrés de liberté sur lesquels on peut agir pour diriger le lobe principal. Si on veut diriger le lobe principal suivant la direction  $\theta_0, \phi_0$  pour des espacements inter éléments  $d_x$  et  $d_y$  donnés, les déphasages nécessaires sont :

$$\beta_x = -kd_x \sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (3.56)$$

$$\beta_y = -kd_y \sin \theta_0 \sin \phi_0 \quad (3.57)$$

### 3.5.4. Réseaux circulaires :

Cette configuration de réseau est très importante notamment lorsqu'on envisage des applications dans la navigation aérospatiale, radar, sonar et goniométrie.

#### 3.5.4.1. Facteur de réseau :

Soit N éléments isotropes disposés sur un cercle de rayon a contenu dans le plan xy

(figure III.20). Le champ normalisé du réseau peut s'écrire :

$$E_n(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \psi(R_n) \quad (3.58)$$

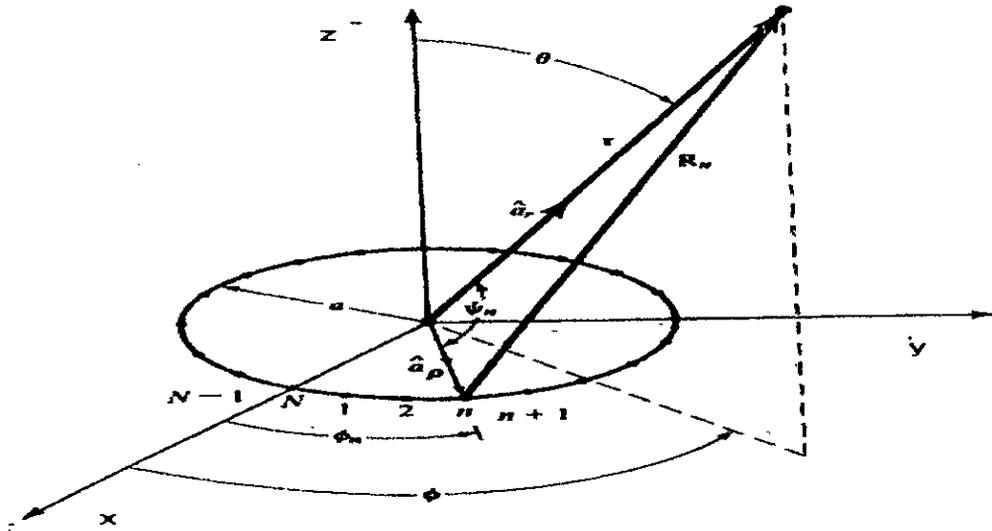


Fig.III.20. Réseau circulaire

Où  $R_n$  est la distance du nième élément au point d'observation et  $\phi_n$  sa position angulaire dans le plan xy.

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2 a r \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)) \quad (3.59)$$

Qui se réduit pour le champ lointain à :

$$R_n = r - a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) \quad (3.60)$$

Le champ normalisé s'écrit alors :

$$E_n(r, \theta, \phi) = \psi(r) \sum_{n=1}^N a_n e^{j(k a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n))} \quad (3.61)$$

Le coefficient de pondération  $a_n = I_n e^{j\alpha_n}$

$I_n$  est l'amplitude d'excitation et  $\alpha_n$  la phase d'excitation relativement au centre du réseau.

Le facteur de réseau de N éléments disposés sur un cercle de rayon a s'écrit :

$$FR(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(\sin \theta \cos(\phi - \phi_n)) \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)} \quad (3.62)$$

### **3.6. Antennes indépendantes de la fréquence : l'antenne spirale équiangulaire.**

Maintes applications technologiques, notamment les systèmes de communication sans fil, nécessitent l'allocation d'un spectre assez consistant pour atteindre leur performance maximale. Un obstacle pour ce développement est la disponibilité de composants pouvant opérer à large spectre dont principalement les antennes qui constituent le premier pas vers l'interface radio. Les antennes indépendantes de la fréquence constituent une solution intéressante.

#### **3.6.1. Principes directeurs d'antennes indépendantes de la fréquence :**

Tout système sans pertes composé d'un ensemble de diélectriques et de métaux pour une entière performance électrique est indépendant de la fréquence si toutes les dimensions sont calibrées en proportion inverse avec la fréquence. L'impédance d'entrée, la polarisation, le diagramme de rayonnement et toutes les caractéristiques électriques du système restent inchangées[9].

Si la forme d'une antenne est complètement déterminée par des angles, ses performances devront rester inchangées quand la fréquence varie. L'antenne devient indépendante de la fréquence.

La détermination de la structure de l'antenne uniquement par des angles induit à des dimensions infinies et donc irréalisables en pratique. Pour approcher la structure indépendante de la fréquence, il faut que la troncature des bras de l'antenne ne perturbe pas ses caractéristiques de rayonnement. Ainsi, pour que l'antenne soit réalisable, il faut spécifier au moins une longueur. C'est ce qui est adopté comme base de conception de ces antennes.

Une indication de l'indépendance en fréquence est le fait que le diagramme de rayonnement approche une forme limite quand la fréquence augmente. L'indépendance en fréquence n'est cependant réalisée que sur une bande de fréquence.

#### **3.6.2. Structure de l'antenne spirale équiangulaire :**

Une spirale est décrite par la relation :

$$\rho = Le^{a\phi} \quad (3.62)$$

où a et L sont des constantes positives.

Pour la conception de l'antenne spirale on définit deux courbes pour délimiter un des bras :

$$\rho_1 = Le^{a\phi} \quad \text{et} \quad \rho_2 = Le^{a(\phi-\delta)} = K\rho_1 \quad (3.63)$$

$$\text{Avec : } K = e^{-a\delta} = \frac{\rho_2}{\rho_1} < 1$$

De même pour le second bras :

$$\rho_3 = Le^{a(\phi-\pi)} \quad \text{et} \quad \rho_4 = Le^{a(\phi-\pi-\delta)} = K\rho_3 \quad (3.64)$$

Ces deux conducteurs forment une antenne symétrique de longueur infinie.

Pour concevoir l'antenne, généralement on spécifie la longueur du bras ou le diamètre de l'antenne. La figure III.21 représente une antenne spirale pratique.

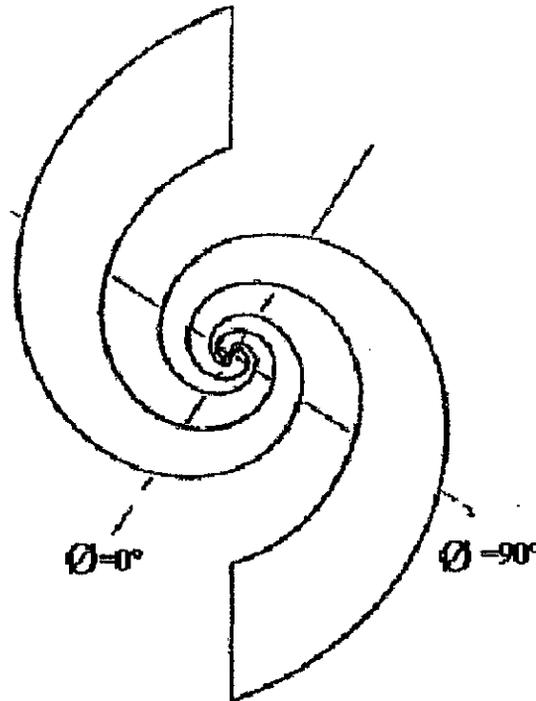


Fig.III.21. Antenne spirale équiangulaire.

L'antenne est ainsi entièrement spécifiée par l'angle  $\delta$  qui détermine l'épaisseur du bras, la longueur du bras et les constantes  $a$  et  $L$  qui constituent le taux de rotation et la taille des terminaisons.

### 3.6.3. Le diagramme de rayonnement :

L'antenne rayonne un lobe perpendiculaire à son plan. Le rayonnement se fait de part et d'autre de ce plan.

Dans la bande de fréquence de travail, le faisceau est polarisé circulairement tout près de son axe. Pour des fréquences telles que la longueur du bras est très petite devant la longueur d'onde l'antenne présente une polarisation linéaire [1].

Une étude expérimentale de plusieurs modèles d'antennes spirales a montré que l'allure du diagramme de rayonnement reste pratiquement inchangée [10]. De ce fait, on peut adopter comme critère de bande passante le changement de la polarisation de l'antenne tout près de

l'axe. Suivant ce critère, la bande passante de l'antenne est déterminée en considérant le rapport axial. Ce rapport doit être inférieur à 2 dans la bande passante.

### 3.6.4. Fréquences de coupure :

#### 3.6.4.1. Fréquence de coupure basse :

En général, la relation entre la fréquence de coupure basse et les dimensions de l'antenne est une fonction des paramètres  $a, \delta$  et la longueur du bras. En se servant de résultats expérimentaux[10], on détermine l'ensemble des paramètres influençant cette fréquence de coupure.

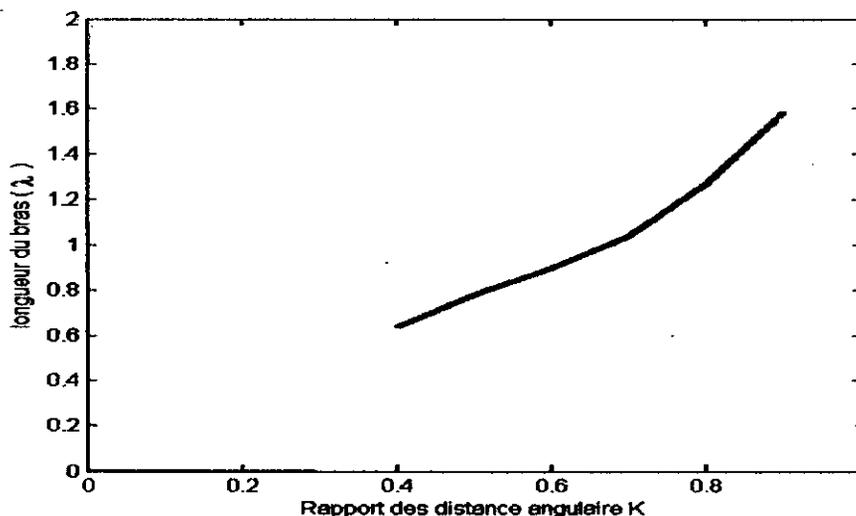


Fig. III.22. Longueur minimum du bras de la spirale pour une polarisation circulaire du champ rayonné ( $0.2 < a < 0.45$ ).

La figure III.22 montre que la bande passante d'une antenne spirale de diamètre donné, qui dépend de la longueur des bras, dépend du choix des paramètres  $a$  et  $K$ . Si une bande passante étendue est désirée, il faut que  $a$  soit faible. Ainsi, le facteur  $K$  augmente et la longueur possible du bras de la spirale augmente. La fréquence de coupure basse est diminuée ce qui augmente la bande passante de l'antenne.

#### 3.6.4.2. Fréquence de coupure supérieure :

La fréquence de coupure basse est déterminée par la région d'alimentation. Celle-ci doit être faite avec beaucoup de précaution.

Des mesures expérimentales[11] montrent que pour des fréquences telles que les dimensions de la zone d'alimentation correspond à  $\lambda/2$ , le rapport axial devient supérieur à 2 ce qui détermine la fréquence de coupure.

L'antenne spirale équiangulaire est électriquement symétrique, son impédance d'entrée pour des extensions infinies des bras, vaut :

$$Z_s = Z_c = 188.5 \Omega.$$

L'impédance d'entrée mesurée est de l'ordre de  $160 \Omega$ . Cette différence est principalement due à la troncature des bras de la spirale.

Il n'existe pas de formulations rigoureuses pour décrire les caractéristiques de rayonnement des antennes spirales, la démarche qu'on fait ici est principalement basée sur des principes fondamentaux exposés par RUMSEY[9]. Cependant, il existe des méthodes numériques qui approchent le rayonnement de telles structures telle la méthode des moments.

On s'intéressera plus particulièrement à l'expérimentation pour évaluer les performances d'indépendance en fréquence.



# CHAPITRE IV

## SIMULATION ET MESURES

Pour décrire les caractéristiques de rayonnement d'une antenne expérimentalement avec une bonne précision il faut que les mesures soient faites de façon à ce que seule l'antenne sous le test soit responsable de la forme du diagramme de rayonnement.

La condition idéale pour faire la mesure de ces caractéristiques est de se placer en région du champ lointain. Dans ce cas, il faut que l'illumination de l'antenne se fasse en ondes planes : amplitude et phase du champ uniformes. Ceci n'est possible que si l'antenne se trouvait à une très grande distance de la source du champ, chose qui est impossible pour les mesures effectuées au laboratoire.

Les mesures qu'on a effectuées souffrent de plusieurs problèmes :

- On est à la limite du champ lointain, la condition d'ondes planes n'est pas satisfaite.

Toutefois, vu que les antennes qu'on étudie sont de faibles dimensions, ces erreurs restent tolérables (25 % d'erreur maximale). Une représentation des zones de rayonnement est donnée par la figure 1.

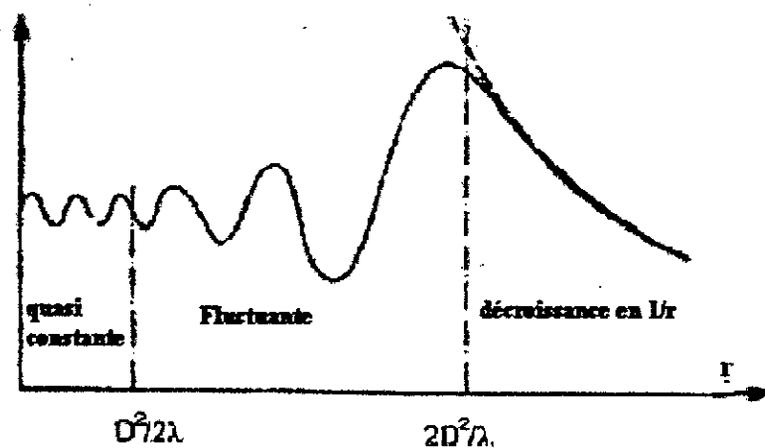


Fig.IV.1. représentation des trois régions du rayonnement.

- Le banc de mesure ne se trouve pas dans une chambre anéchoïque, les mesures sont bien affectées par les réflexions parasites, notamment lorsqu'il s'agit de mesures dans des directions où le diagramme de rayonnement est moins intense.
- Les mesures des composantes contra polaires sont aussi affectées par ces réflexions, pour quelques antennes, la mesure de la composante contra polaire est rendue impossible.

Avant de commencer l'analyse des résultats de mesures, on décrit brièvement les dispositifs de mesure.

**▪ Banc d'essai ANTENNA TRAINER :**

Ce banc d'essai permet l'achèvement de mesures assistées par ordinateur.

L'antenne d'émission est placée sur un socle fixe et l'antenne de réception est ajustée sur un socle mobile dont la rotation est assistée par ordinateur. Les socles sont munis de supports d'antennes et de graduation pour pouvoir aligner les antennes convenablement. On peut signaler à ce niveau que des erreurs potentielles peuvent se produire si les antennes ne sont pas bien ajustées.

L'ordinateur commande le bon d'essai par le contrôleur ('générateur hyperfréquence') ; qui peut délivrer trois signaux de fréquences : 500 MHz, 2GHz et 10GHz, modulés en amplitude.

Pour étendre le spectre des fréquences qu'on peut explorer, on a utilisé un générateur hyperfréquence, qui permet un balayage de fréquence de 5.4 GHz à 12.5 GHz.

**2 . Mesures avec l'analyseur de réseaux HP 8084 B :**

Les mesures avec l'analyseur de réseaux ont pour fin l'établissement des caractéristiques des antennes en champ proche (bande passante, impédance d'entrée, ..).

L'analyseur de réseau HP 8084 B permet un balayage de fréquence de 500 MHz à 18 GHz. Il est utilisé en mode réflexion, et la mesure est basée sur la connaissance du coefficient de réflexion.

Les antennes qu'on teste sont alimentées par un connecteur SMA. Pour faire les mesures avec l'analyseur on doit utiliser une transition APC7-SMA. Pour calculer le coefficient de réflexion de l'antenne + connecteur SMA on doit faire une calibration pour tenir compte de toutes les erreurs susceptibles :

- Contribution de la transition à la valeur mesurée du coefficient de réflexion.
- Erreurs inhérentes à l'analyseur de réseaux ( coupleur directif non idéal).

Les mesures effectuées au laboratoire sont affectées par d'autres sources d'erreurs :

- L'antenne en rayonnant reçoit en retour le champ réfléchi par les objets environnants et par le sol. Ceci fait virer le coefficient de réflexion mesuré de celui de l'antenne.
- Le coefficient de réflexion qu'on veut mesurer est celui de l'antenne + connecteur SMA. Ce connecteur peut affecter particulièrement la fréquence de résonance de l'antenne.

On présente ci-dessous les résultats des mesures effectuées.

#### **IV.1. Antenne cornet pyramidal :**

##### **Dimensions du cornet étudié :**

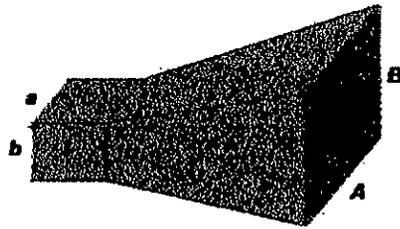


Fig.IV.2. Cornet pyramidal.

$$a = 2.3 \text{ cm.} \quad b = 1 \text{ cm.}$$

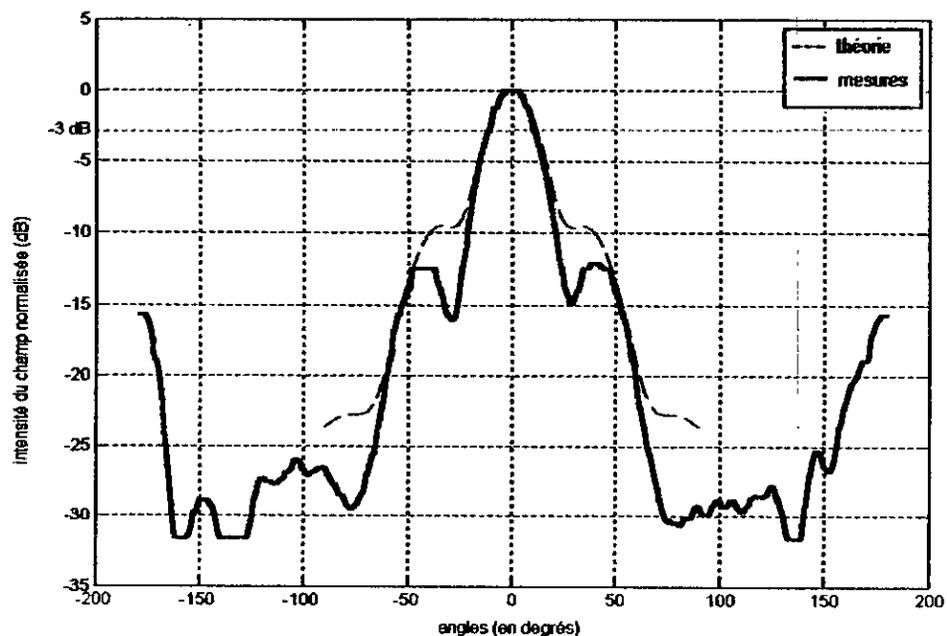
$$A = 8.2 \text{ cm} \quad B = 6.4 \text{ cm.}$$

Fréquence de mesure du diagramme de rayonnement: 10GHz.

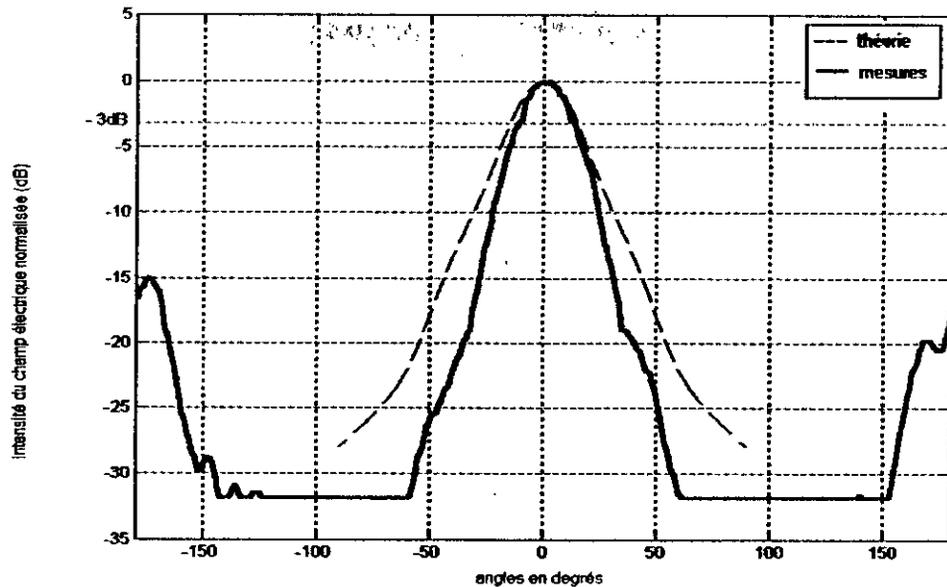
##### **IV.1.1. Mesure du diagramme de rayonnement:**

L'antenne cornet pyramidal peut être décrite par son diagramme de rayonnement en plan E et plan H, qui donnent les informations pertinentes sur l'antenne qui est polarisée linéairement si on considère le mode TE<sub>10</sub> comme seul mode se propageant (hypothèse réaliste en bande X).

##### **IV.1.2. Diagramme de rayonnement :**



1- Plan E



## 2- Plan H

Fig.IV.3. diagramme de rayonnement du cornet pyramidal.

Le formalisme mathématique qu'on a adopté pour la description de l'antenne cornet suppose le champ nul à gauche du plan du cornet qui contient son ouverture. La diffraction du champ au niveau de l'ouverture du cornet explique la présence de lobes arrière non prévus par la théorie.

Ces mêmes champs dus à la diffraction par les bords influent sur le lobe principal et les lobes secondaires qui se voient légèrement modifiés. Le diagramme de rayonnement près de la direction de rayonnement maximal suit pratiquement le diagramme théorique.

Des méthodes plus rigoureuses, dont la méthode des moments et la théorie géométrique de diffraction, tiennent compte des effets de bord et donnent des résultats plus proches de la pratique. Les principales causes des différences sont dues à l'environnement où les mesures sont faites et que ces mêmes méthodes ne font pas intervenir.

### IV.1.3. Angle d'ouverture à $-3$ dB :

L'angle d'ouverture est déduit directement du diagramme de rayonnement pour les deux plans E et H :

En plan E : 25 degrés, cette valeur correspond bien au résultat théorique : 25.44 degrés.

En plan H : 24 degrés, la théorie fournit : 29,5 degrés.

En plan H, l'extension du cornet est plus faible, on s'attendait à un angle d'ouverture plus large.

Ces résultats montrent une bonne concordance entre les mesures théoriques et les mesures pratiques. La valeur de l'angle d'ouverture à  $-3$  dB relève d'une mesure du diagramme de rayonnement au voisinage de sa direction de rayonnement maximale. Le champ dans ces directions suit pratiquement la théorie.

#### **IV.1.4. Niveau du premier lobe secondaire :**

Plan E :  $-12.5$  dB dans la direction  $\pm 42$  degrés contre un niveau de  $-10$  dB en théorie dans la direction  $\pm 39$  degrés.

Plan H : la mesure indique qu'il n'y a pas de lobes secondaires (niveau  $-30$  dB).

Pour cette mesure, l'allure indique certaines différences notamment dans la direction des lobes secondaires en plan E et la largeur du lobe principal en plan H.

#### **IV.1.5. Présence de lobes arrières :**

La présence de lobes arrière, non formulée théoriquement, est due à :

- la diffraction aux bords du cornet. En effet, le champ incident est diffracté par les bords du cornet qui reçoit certaines composantes du champ diffracté. Ce champ est d'autant plus intense quand les quatre côtés sont soumis au champ incident, ce qui explique l'apparition de lobes arrière.
- La réflexion par les objets environnants, notamment les charpentes métalliques du laboratoire contribuent à cette réception.

Le niveau de ces lobes arrière est de  $-15$  dB.

#### **IV.1.6. Composantes contra polaires :**

La mesure de la composante contra polaire n'a pas été possible avec le matériel disponible, cette composante, pour le cornet pyramidal, est très faible et sa mesure est délicate vu l'ambiance de la mesure qui contribue de façon significative à l'éventuelle réception en contra polaire. Ce cornet présente une grande pureté de polarisation.

#### **IV.1.7. Directivité de l'antenne :**

La directivité de l'antenne peut être appréciée en considérant les angles d'ouverture à  $-3$  dB dans les deux plans principaux. Vu que les angles d'ouverture à  $-3$  dB sont assez étroits, on peut utiliser la formule suivante pour une évaluation approchée de la directivité :

$$D = \frac{72.815}{\Theta_{1d}^2 + \Theta_{2d}^2}$$

Qui donne :  $D_p = 17.82$  dB.

Cette valeur est approchée, et dans le cas du cornet pyramidal, dont le diagramme de rayonnement présente des lobes secondaires non négligeables, elle est peu précise. On a procédé à des mesures du diagramme de rayonnement pour différentes valeurs de l'angle dans le plan xy. Des observations sur les résultats sus exposés nous ont permis de constater que le diagramme de rayonnement du cornet pyramidal étudié est symétrique pour les deux plans E et H par rapport à l'axe du cornet. Ceci permet de ne considérer le champ que pour le premier quadrant du plan xy où on a exploré trois angles différents :  $\Theta = [30 \ 45 \ 60]$ . Cet échantillonnage du diagramme de rayonnement n'est toutefois pas valable pour n'importe quelle antenne cornet.

On applique alors la relation théorique (1.10), qui nous donne une directivité de 18.03 dB.

#### IV.1.8. Mesure du gain :

Pour le calcul du gain de l'antenne cornet, on peut utiliser la méthode des trois antennes ([annexe4]), Toutefois, l'antenne d'émission et l'antenne de réception peuvent être considérées identiques avec une bonne approximation. On utilise alors la méthode des deux antennes pour évaluer le gain du cornet pyramidal.

Pertes en espace libre : -55.96 dB.

Rapport des puissances reçue et transmise :  $10 \log_{10}\left(\frac{P_r}{P_e}\right) = -21.4$  dB.

Il vient :  $G_p = 17.18$  dB.

On donne dans le tableau ci-dessous un récapitulatif des caractéristiques du cornet :

Cornet pyramidal	Angles d'ouverture à -3 dB		Gain (dB)	Niveau du lobe Secondaire (dB)	Niveau des Lobes arrières (dB)
	$\Theta_E$	$\Theta_H$			
a = 2.3 cm b = 1 cm A = 8.2 cm. B = 6.4 cm.	25°	24°	17.18	-10	-15

Tab.IV.1. Relevé des caractéristiques de rayonnement du cornet pyramidal.

## IV.2. Antennes fentes :

### IV.2.1. Configuration :

Réseau linéaire de 10 fentes longitudinales en mode résonnant.

Espacement entre fentes : 2.3 cm.

Longueur d'une fente :  $L_f = 1.5$  cm.

Largeur de la fente :  $e = 2$  mm.

Ecartement des fentes du plan de symétrie :  $x_0 = 5$  mm.

Fréquence de mesure du diagramme de rayonnement : 10 GHz.

### IV.2.2. Mesure du diagramme de rayonnement :

La mesure du diagramme de rayonnement est intéressante dans le plan H. Le réseau est déployé dans ce plan. Pour le plan E, le diagramme de rayonnement est celui d'une fente individuelle.

La mesure de la composante contrapolaire n'a donné aucun résultat. Cette composante est très faible.

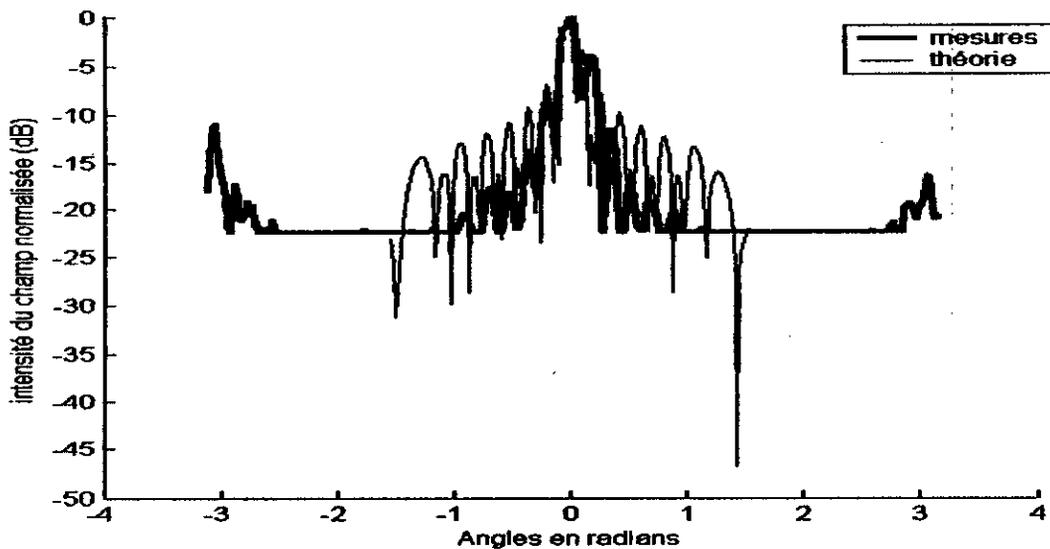


Fig.IV.4. Diagramme de rayonnement plan H.

#### 1. Caractéristiques de rayonnement :

Gain (dB)	Angle d'ouverture	Niveau des lobes secondaires (dB)	Niveau des lobes arrière (dB)
11.23	7.44°	-4	-10

Tab.IV.2. Relevé des mesures sur le diagramme de rayonnement.

Le diagramme de rayonnement est en concordance avec la théorie quant au lobe principal. Pour les lobes secondaires, l'effet des bords du guide d'ondes intervient dans la formation des lobes secondaires. La théorie est basée sur la considération de fentes montées sur un plan de masse infini, ce qui rejette l'effet des bords.

## 2. Présentation des mesures avec l'analyseur de réseau :

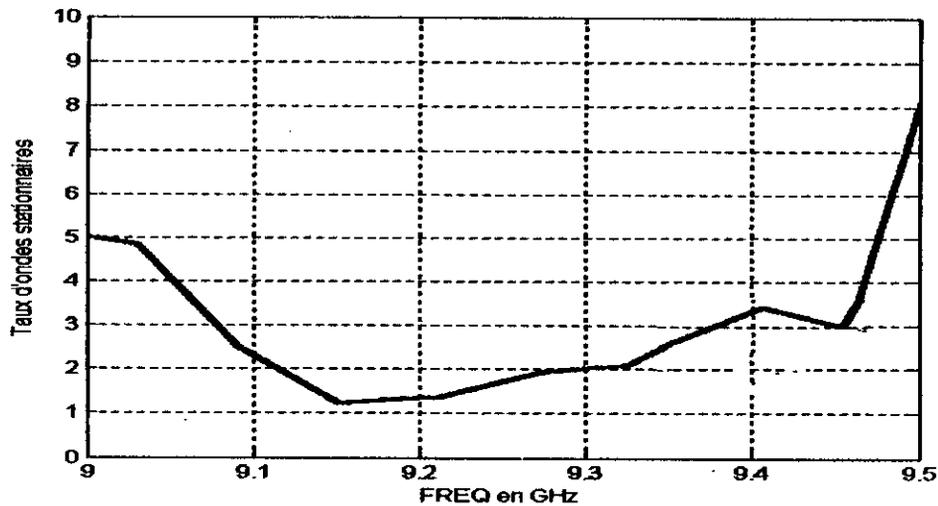


Fig.IV.5. Taux d'ondes stationnaires du réseau de fentes

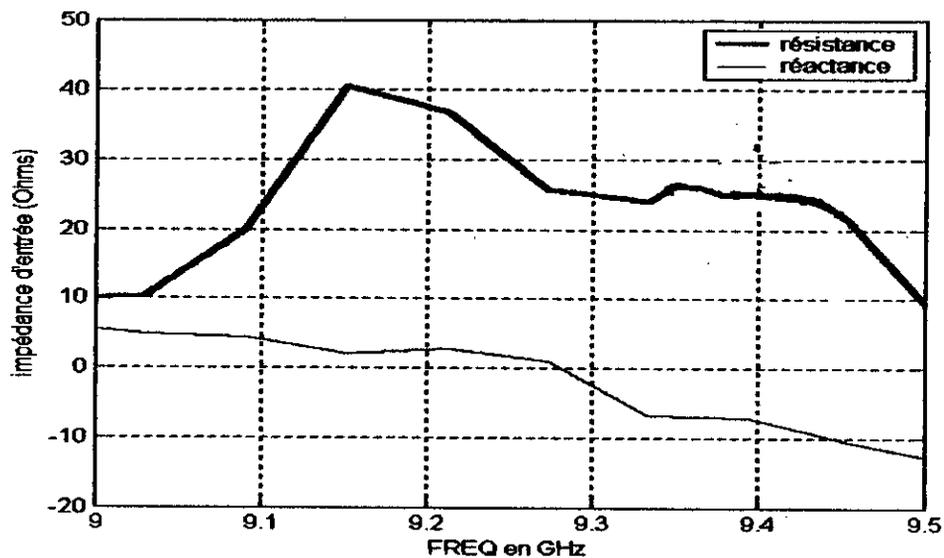


Fig.IV.6. Impédance d'entrée du réseau de fentes.

La fréquence de résonance du réseau est égale à 9,15 GHz. A cette fréquence le réseau présente une impédance d'entrée de 40 Ω et une réactance très faible (2 Ω). On confère cette réactance au connecteur SMA qui présente un TOS maximal de 1,15 dans sa bande de travail. La bande passante du réseau est mesurée à 180 MHz.

**IV.3. Antennes à réflecteur parabolique :**

**IV.3.1. Configuration de l'antenne :**

Caractéristiques du réflecteur étudié :

Alimentation : Guide d'ondes, alimentation frontale.

Diamètre :  $D = 30 \text{ Cm}$ .

Distance focale :  $F = 13 \text{ Cm}$ .

Fréquence de mesure du diagramme de rayonnement : 10 GHz.

**IV.3.2. Mesures du diagramme de rayonnement :**

Le diagramme de rayonnement du réflecteur parabolique est décrit par les diagrammes considérés en plan E et H. Les mesures sont faites en mode réception.

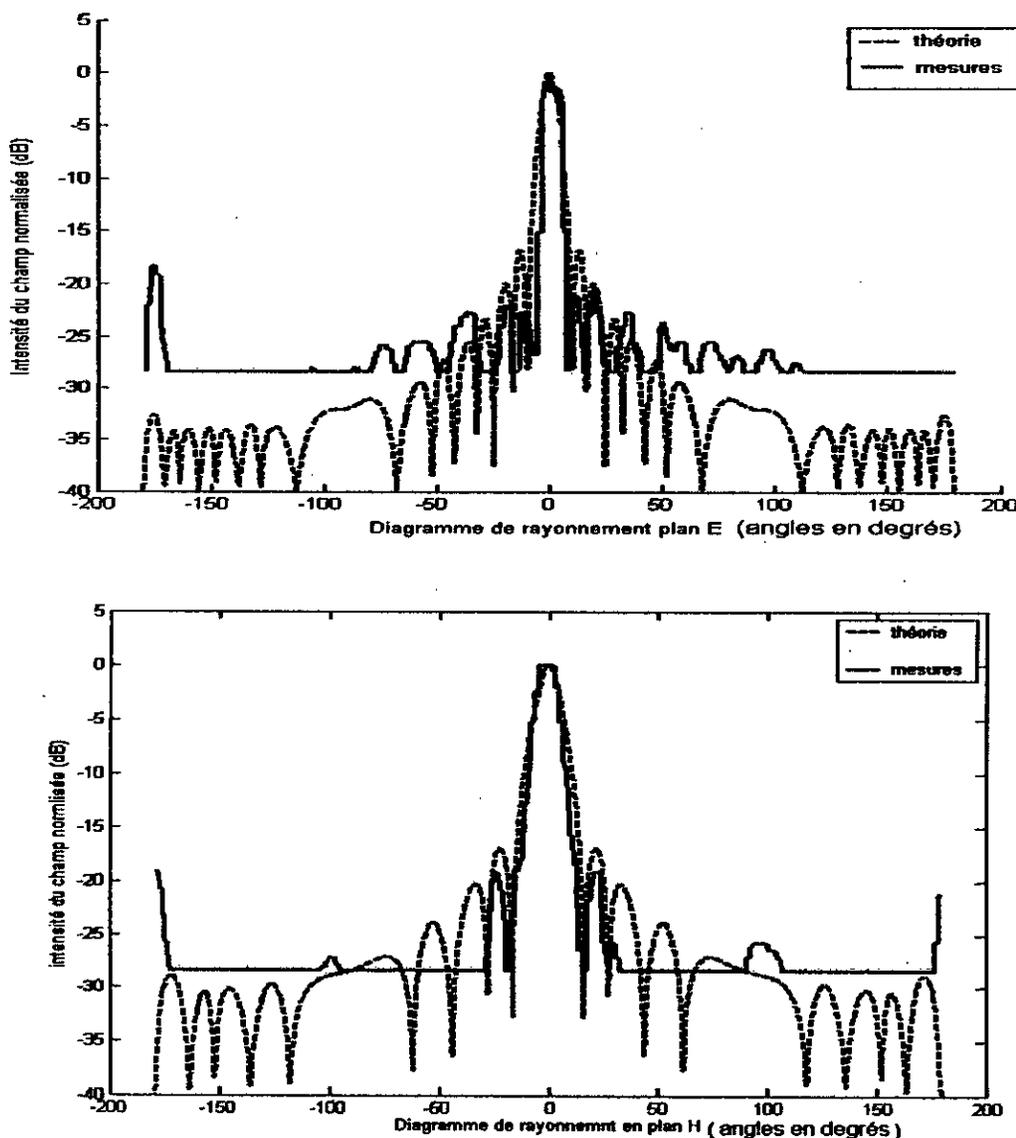


Fig.IV.7. Diagramme de rayonnement dans les deux plans principaux.

La concordance des simulations avec les mesures est remarquable pour le lobe principal. Pour les directions voisines de l'axe du réflecteur, l'hypothèse que le champ rayonné est la transformée de Fourier du champ au niveau de l'ouverture effective est réaliste. Si les spécifications sur les lobes secondaires ne sont pas importantes, on voit bien que l'application de la méthode de l'ouverture rayonnante donne de bons résultats. Pour des angles élevés et dans le cas où la connaissance du niveau des lobes secondaires est importante, on doit inclure l'effet des diffractions sur la source d'alimentation, les bords du réflecteur et les supports.

#### IV.3.3. Caractéristiques de rayonnement :

Ces caractéristiques sont résumées dans le tableau ci-dessous. Pour le calcul de la directivité, la formule (1.11) constitue une bonne approximation vu la faible largeur du lobe principal et le niveau très faible des lobes secondaires.

Pour la mesure du gain, on a adopté la méthode des trois antennes. Le gain obtenu nous permet d'évaluer le rendement du réflecteur et de l'antenne d'alimentation.

Le gain s'écrit :

$$G = \eta D. \quad \text{ou} \quad G_{dB} = \eta_{dB} + D_{dB}$$

Ce qui donne :  $\eta = -7.18$  dB.

Le niveau faible de ce rendement revient principalement à :

- Dimensions faibles du réflecteur, ce qui rend sensible l'effet du blocage par l'alimentation.
- Les effets du SPILL OVER et d'illumination non uniforme de l'ouverture.

Directivité (dB)	Gain (dB)	Angles d'ouvertures	Niveau des lobes secondaires (dB)	Niveau des lobes arrière (dB)
26.78	19.6	6.5° x 10.5°	-18	-18

Tab.IV.3. Caractéristiques de rayonnement de l'antenne parabolique.

#### IV.3.4. Comportement de l'antenne en bande X :

Il est très important que l'antenne utilisée en émission reste adaptée sur une large bande de fréquence. L'impédance que présente l'antenne est due principalement à l'antenne d'alimentation et aussi au réflecteur qui renvoie une partie du champ rayonné vers

Les mesures avec l'analyseur de réseau montrent que l'antenne est bien adaptée pour toute la bande X.

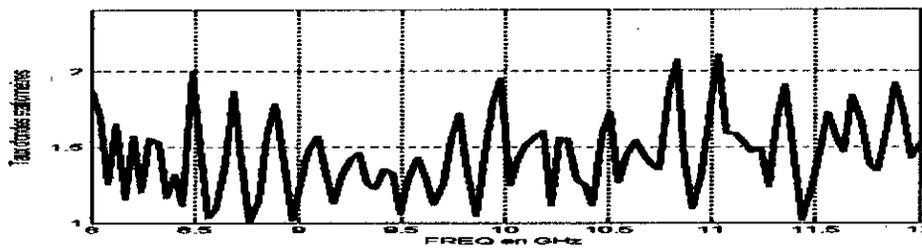


Fig.IV.8. Taux d'ondes stationnaires du réflecteur parabolique en émission.

#### IV.4. Antennes patch rectangulaires :

##### IV.4.1. Configuration de l'antenne patch rectangulaire:

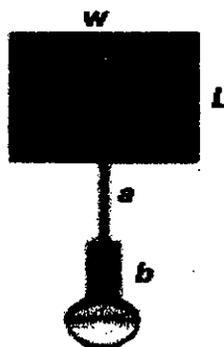


Fig.IV.9. Patch rectangulaire.

$W = 0.8 \text{ cm. } L = 0.8 \text{ cm.}$

$a$  : ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_{ca} = 105 \Omega$

$b$  : ligne d'impédance caractéristique  $Z_{cb} = 50 \Omega$

##### Caractéristiques du substrat :

$h = 0.6 \text{ mm.}$

$\epsilon_r = 2.4$

Angle de pertes :  $\alpha = 0.01 \text{ Neper/m. dans la bande } [8.4 \text{ } 12.5] \text{ [GHz].}$

**IV.4.2. Mesures du diagramme de rayonnement :**

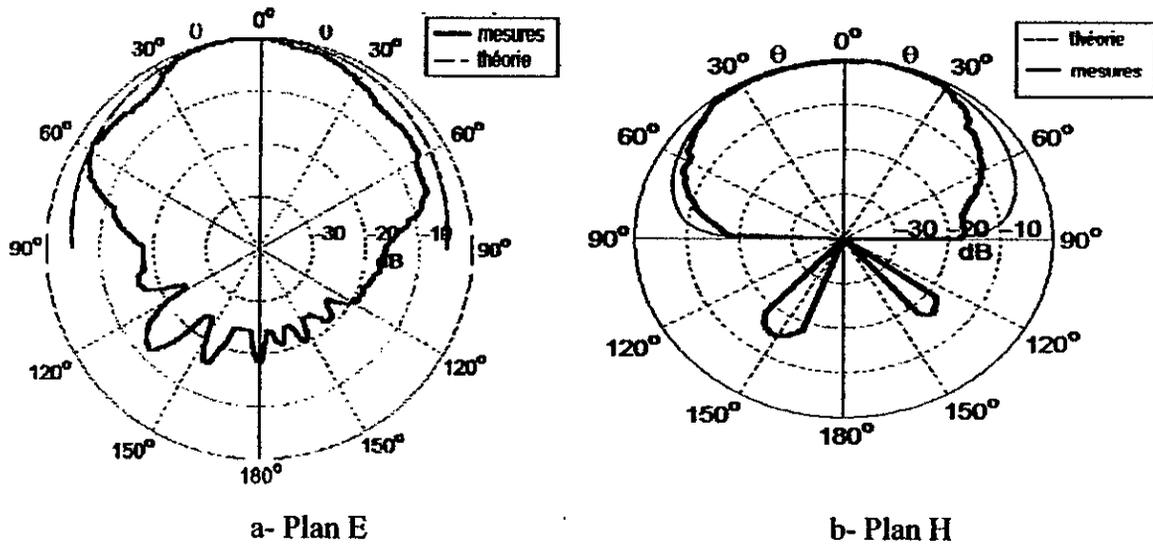


Fig.IV.10. Diagramme de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire.

Le diagramme de rayonnement dans les deux plans E et H exhibe un caractère omnidirectionnel dans la direction de rayonnement maximal. La mesure en plan E a attiré notre attention sur le fait que le diagramme est asymétrique par rapport à la direction d'intensité maximale. On a réitéré maintes fois la mesure en plan E, les mêmes résultats sont obtenus. On peut attribuer cette dissymétrie à la ligne micro ruban qui alimente le patch rectangulaire. En effet, présente sur un côté du patch, elle affecte par son rayonnement parasite le diagramme sur une seule partie du lobe principal.

**IV.4.3. Angles d'ouverture à - 3 dB :**

Les antennes microstrip rectangulaires présentent un lobe principal très large, les mesures des angles à demi puissance donnent les résultats suivants :

En plan E : Le diagramme présente des fluctuations autour de la valeur -3 dB, ces fluctuations, dues aux effets de bord, rendent l'évaluation de l'angle d'ouverture ambigu. On montre les mesures dans le tableau suivant :

Angles d'ouverture	Théorie (Fomule 3.36)	Mesures
	116° x 74.44°	95° x 80°

Tab.IV.4. Mesures des angles à demi puissance.

#### IV.4.4. Niveau des lobes secondaires :

Pour les deux plans E et H, il y'a présence de lobes arrière dus au champ diffracté par le plan de masse et par les réflexion multiples des objets environnants. La valeur maximale de ces lobes est mesurée pour les deux plans :

Plan E : - 13 dB.

Plan H : -15 dB.

#### IV.4.5. Composante contrapolaire:

La mesure de la composante contrapolaire pour le plan E donne un niveau de réception nul, ce qui suppose que cette composante est très faible.

En théorie, une étude sur les courants de polarisation et de conduction montre que pour ce plan, la composante croisée doit être strictement nulle [13].

Dans le plan H contrairement à ce qui se passe dans le plan E, on a obtenu une composante contrapolaire significative qui se présente comme deux lobes secondaires d'un niveau maximal de -14 dB. Ceci s'explique en faisant référence à la distribution des courants de polarisation et de conduction qui donnent une composante croisée qui s'annule dans la direction de rayonnement maximal [13].

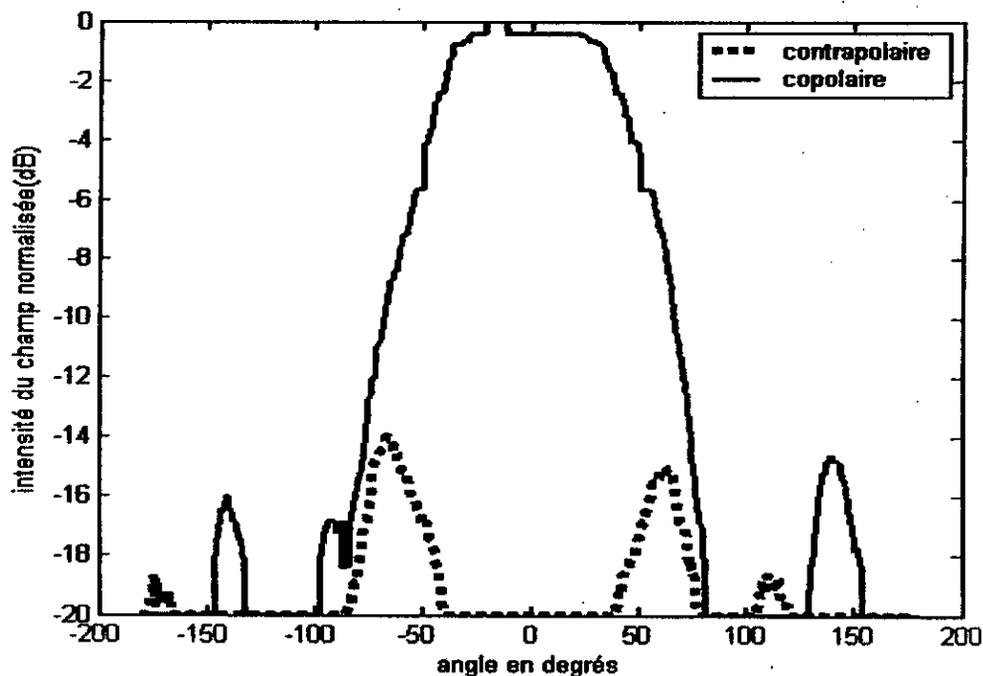


Fig.IV.11. Composante contrapolaire dans le plan H.

#### **IV.4.6. Directivité de l'antenne :**

Il est clair, d'après le diagramme de rayonnement de l'antenne patch que sa directivité est faible. Pour ce type d'antennes, une déduction de sa directivité moyennant des considérations sur les angles d'ouverture à demi puissance est peu précise.

On a effectué des mesures en plan E, plan H et plan D ainsi que deux plans intermédiaires ( $\theta = 30$  degrés et  $\theta = 60$  degrés) pour pouvoir appliquer la méthode exacte (échantillonnage dans le plan xy). Les résultats obtenus sont formulés dans le tableau suivant :

Méthode de calcul De la directivité	Formulation (1.11)	Formulation Théorique (1.10)
Valeur de la directivité en dB	6.74	5.99

Tab.IV.5. Directivité de l'antenne.

#### **IV.4.7. Mesure du gain :**

Le cornet pyramidal est utilisé pour alimenter l'antenne micro ruban.

Le niveau de puissance reçue est de -28.4 dB.

Gain de l'antenne : 5.19 dB.

Ce gain est très faible, ce qui justifie l'application des APM dans les réseaux pour obtenir le gain souhaité. Son avantage est de présenter un diagramme quasi omnidirectionnel près de la direction de rayonnement maximal.

#### **IV.4.8. Impédance d'entrée et bande passante :**

Les mesures qu'on a effectuées avec l'analyseur de réseau donnent les caractéristiques électriques de l'antenne et du connecteur SMA qui sert de transition entre le câble coaxial et la ligne micro ruban.

L'antenne patch est précédée d'une ligne quart d'ondes d'impédance caractéristique valant  $107 \Omega$ . L'impédance ramenée vaut alors  $50\Omega$ , c'est l'impédance ramenée à la résonance au plan de référence où les mesures se font avec l'analyseur de réseau.

L'ensemble des figures suivantes résume les mesures faites avec l'analyseur de réseau :

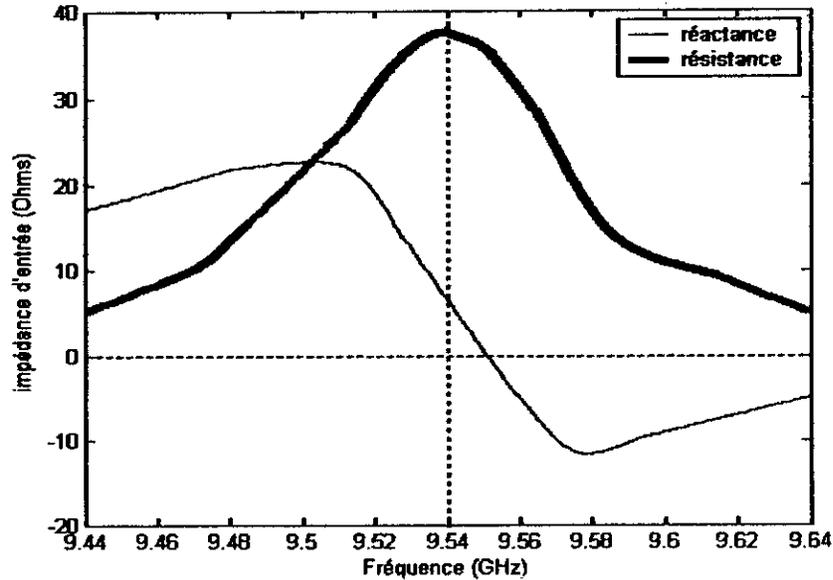


Fig.IV.12. Impédance d'entrée du patch rectangulaire et de l'alimentation.

L'allure de l'impédance d'entrée de l'antenne patch montre que sa fréquence de résonance a pour valeur 9.54 GHz. Ceci correspond à la fréquence où la résistance est maximale. La présence du connecteur SMA introduit une inductance parallèle mais qui est très faible. On peut évaluer sa valeur en considérant la réactance en résonance. On mesure sur la figure une inductance égale à  $5\Omega$ .

La résistance d'entrée vue au niveau du connecteur SMA est égale à  $38\Omega$ . La différence avec la valeur théorique est due à l'influence du milieu ambiant qui contribue à la valeur du coefficient de réflexion mesuré.

Pour évaluer la bande passante de l'antenne, on considère le TOS.

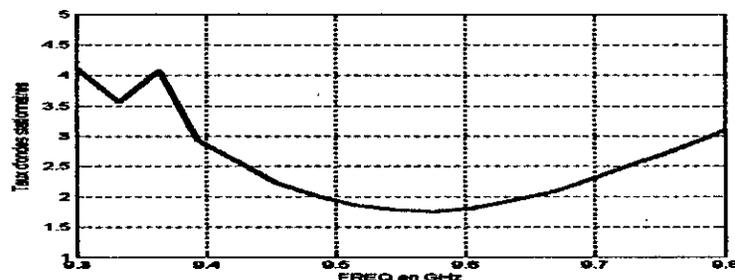


Fig.IV.13. Mesure du TOS pour une alimentation avec câble  $50\Omega$ .

La bande passante est déduite du TOS qui doit être inférieur à 2.

On la mesure à 0.17 GHz. La conception même de l'antenne lui confère des caractéristiques de cavité résonante. C'est une antenne très sélective.

## IV.5. Réseaux rectangulaires :

### IV.5.1. Configuration du réseau :

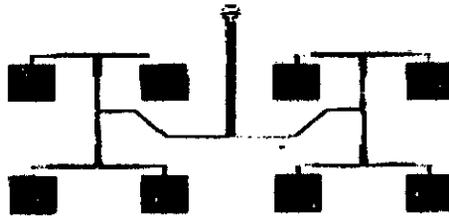


Fig.IV.14.Réseau rectangulaire

Ce réseau est un ensemble de deux réseaux modulaires à alimentation symétrique.

C'est un réseau plan uniforme dont les caractéristiques sont :

- L'alimentation des éléments rayonnants est une alimentation parallèle. Le réseau est uniforme et symétrique.
- Éléments rayonnants : patch rectangulaires (dimensions données en § 4).
- Alimentation parallèle des éléments rayonnants qui se fait par des jonctions microstrip qui réalisent une adaptation d'impédance.
- Espacement entre éléments : Plan E :  $d_e = 2.4$  Cm.  
Plan H :  $d_h = 2.4$  Cm.
- Le réseau est alimenté par câble coaxial au moyen d'une transition SMA-ligne microruban.

Cette disposition du réseau fournit un lobe principal dans la direction perpendiculaire au plan du réseau. La bande passante est principalement limitée par celle des éléments rayonnants et des lignes d'alimentation dont les longueurs électriques sont bien ajustées.

Les espacements entre éléments rayonnants sont ajustés afin d'avoir un lobe principal aussi étroit que possible en évitant les lobes d'ambiguïté.

### IV.5.2. Diagramme de rayonnement :

Les mesures du diagramme de rayonnement sont faites à la fréquence 10 GHz.

Le diagramme de rayonnement est tracé avec le réseau en mode réception. L'alimentation se fait par l'antenne à réflecteur parabolique.

La figure 15 montre l'allure du diagramme de rayonnement dans les deux plan E et H.

**IV.5.3. Diagramme de rayonnement du réseau :**

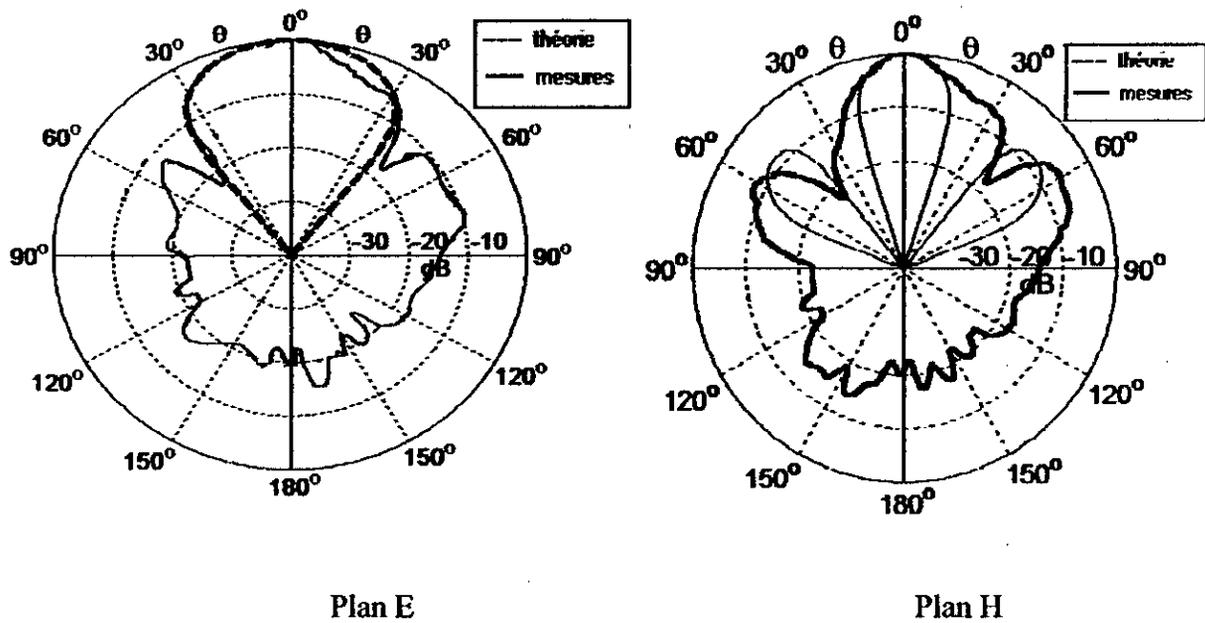


Fig.IV.15. Diagramme de rayonnement du réseau rectangulaire.

**1. Caractéristiques de rayonnement :**

Gain (dB)	Angle d'ouverture	Niveau du lobe secondaire (dB)	Niveau des Lobes arrière (dB)
11.33	30° x 21°	Plan E : - 13 Plan H : - 7	Plan E : - 10 Plan H : - 14

Tab.IV.6. Meure caractéristiques de rayonnement.

Le diagramme de rayonnement dans le plan E présente des lobes secondaires très faibles. La composante contrapolaire dans ce plan est très faible. Pour le plan H, le niveau des lobes secondaires est pratiquement égal à celui que prévoit la théorie.

**IV.5.4. Mesures avec l'analyseur de réseau :**

Avec l'analyseur de réseau on a obtenu une bande passante égale à 400 MHz. L'impédance d'entrée du réseau est égale à 50 Ω.

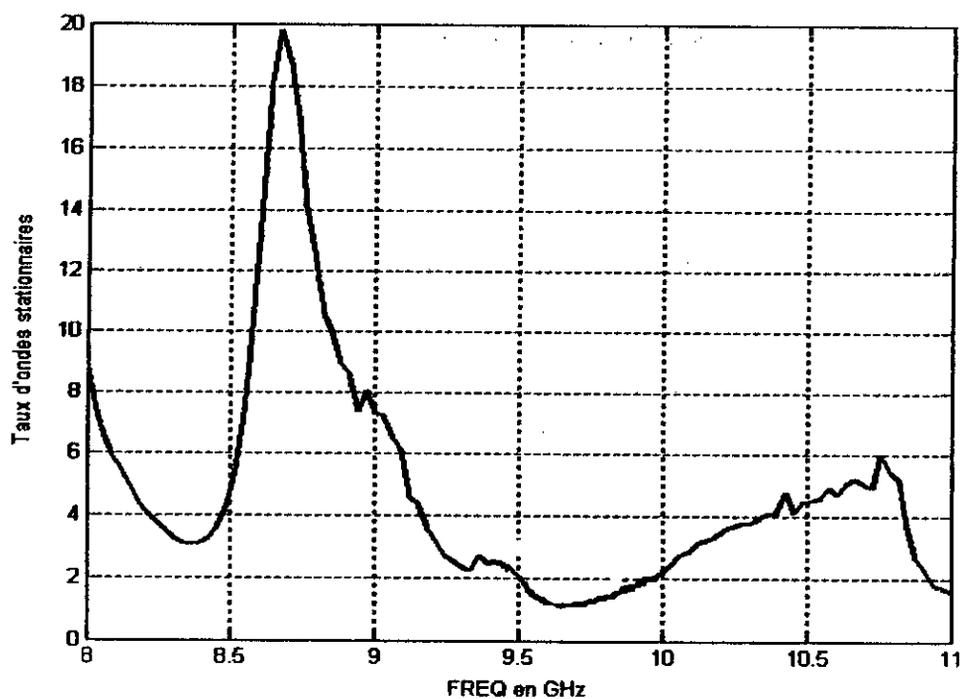


Fig.IV.16. Taux d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence.

#### **IV.6. Réseau circulaire d'antennes patch rectangulaires :**

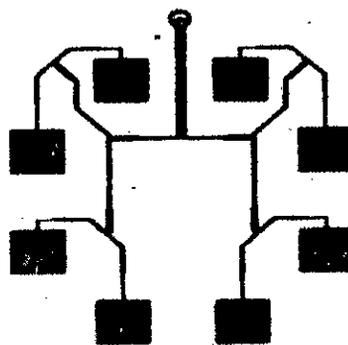


Fig.IV.17. Réseau circulaire de 8 APM.

##### **IV.6.1. Dimensions du réseau :**

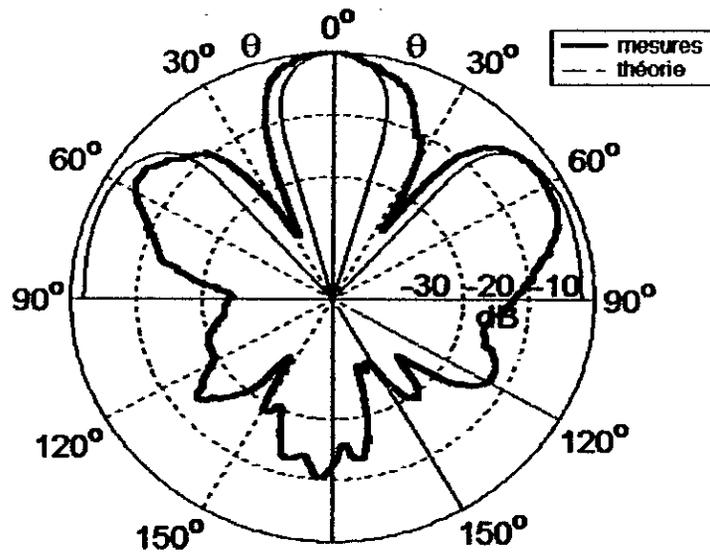
Diamètre : 4.5 cm.

Impédance ramenée à l'alimentation en résonance : 50  $\Omega$

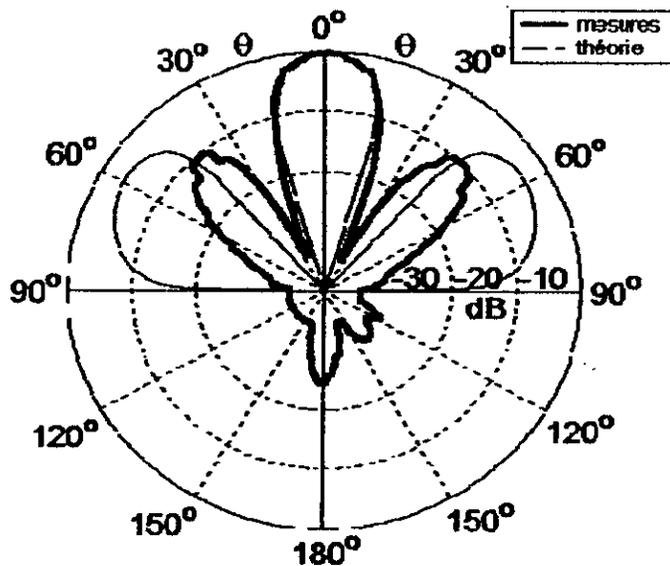
Fréquence de mesure du diagramme de rayonnement : 10 GHz.

Éléments rayonnants : antenne patch microruban.

**IV.6.2. Caractéristiques de rayonnement :**



a- Plan E



b- Plan H

Fig.IV.18. Diagramme de rayonnement du réseau circulaire.

Pour ces mesures, l'extension du réseau rend l'illumination des éléments rayonnants non uniforme ce qui peut perturber la forme du diagramme de rayonnement. Pour éviter ce problème on a utilisé le réflecteur parabolique pour alimenter le réseau.

L'allure du diagramme de rayonnement pour les deux plans suit pratiquement les courbes théoriques. La concordance est d'autant plus marquée pour la direction de rayonnement maximale. En effet, ceci est dû au fait que la supposition de diagramme omnidirectionnel du

patch est réaliste pour cette même direction, le diagramme dans ces directions est principalement imposé par le facteur de réseau.

Pour le plan E, une dissymétrie de diagramme est observée et ce pour une partie du lobe principal et d'un lobe secondaire. Cette différence, nous l'attribuons au réseau d'alimentation qui n'est pas symétrique dans le plan E.

Les mesures relatives au diagramme de rayonnement sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Gain (dB)	Angle d'ouverture (degrés)	Niveau du premier lobe secondaire (dB)	Niveau des Lobes arrière (dB)
9.38	Plan E : 30 Plan H : 21	Plan E : - 3 Plan H : - 10	Plan E : - 10 Plan H : - 24

Tab.IV.7. Relevé des mesures relatives au diagramme de rayonnement.

#### IV.6.3. Mesures avec l'analyseur de réseau :

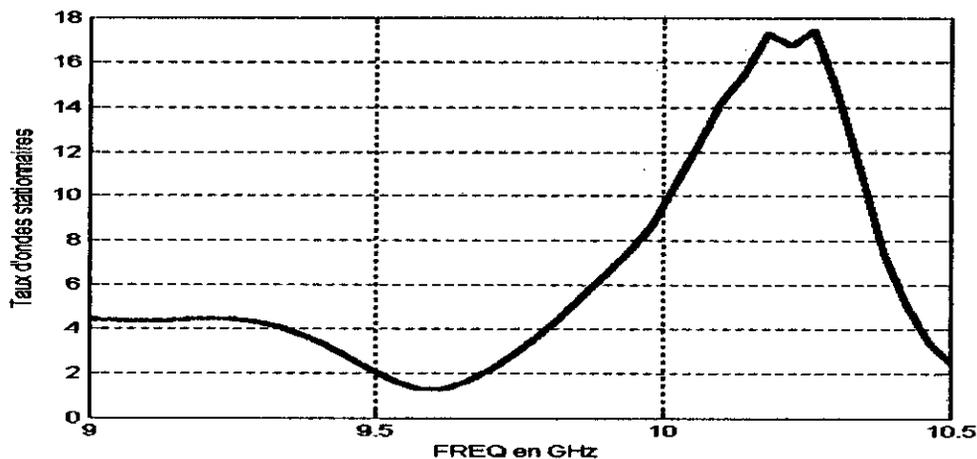


Fig.IV.19. Taux d'ondes stationnaires.

La bande passante du réseau est égale à 170 MHz , c'est la bande des fréquences qu'on peut utiliser avec ce type de réseaux.

### IV.7. Antenne spirale :

L'étude complète de l'antenne spirale peut se faire en étudiant son diagramme de rayonnement, notamment pour la mesure de la bande passante (détermination des deux fréquences de coupure). Vu qu'on ne dispose pas de moyens pour faire les mesures dans toutes la gamme de travail de l'antenne, les mesures sont restreintes aux deux fréquences 500 MHz et 2 GHz.

(NB. On se sert de la figure III.21 pour l'interprétation des angles  $\theta$ .)

#### IV.7.1. Caractéristiques de rayonnement :

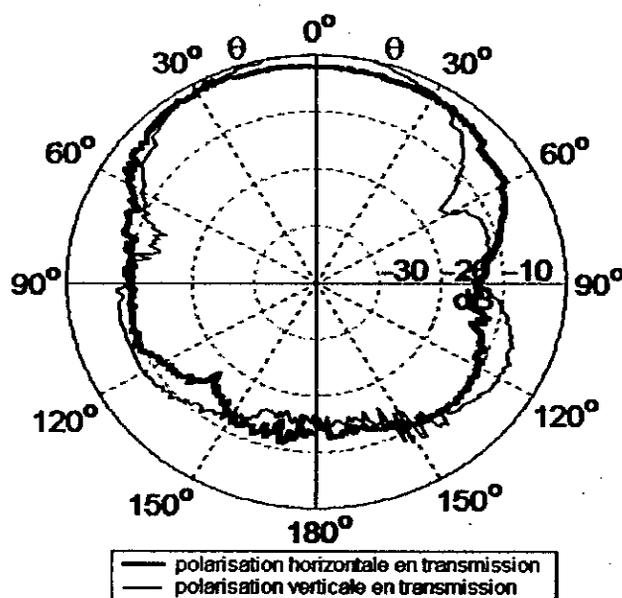


Fig.IV.20. Diagramme de rayonnement de l'antenne spirale dans le plan  $\theta = 90^\circ$  pour les deux polarisations (mesures à 500 MHz).

La figure montre la polarisation de l'antenne à 500 MHz. Le diagramme de rayonnement présente théoriquement deux lobes symétriques de même niveau de part et d'autre du plan de l'antenne. Toutes nos mesures indiquent cependant un lobe dégradé. On confère cette dissymétrie à l'alimentation qui intervient au rayonnement global dans cette direction ainsi qu'au plateau de plastique sur lequel est montée l'antenne.

Au voisinage de  $\theta = 0^\circ$ , l'antenne présente un rapport axial inférieur à deux. La polarisation de l'antenne est alors circulaire.

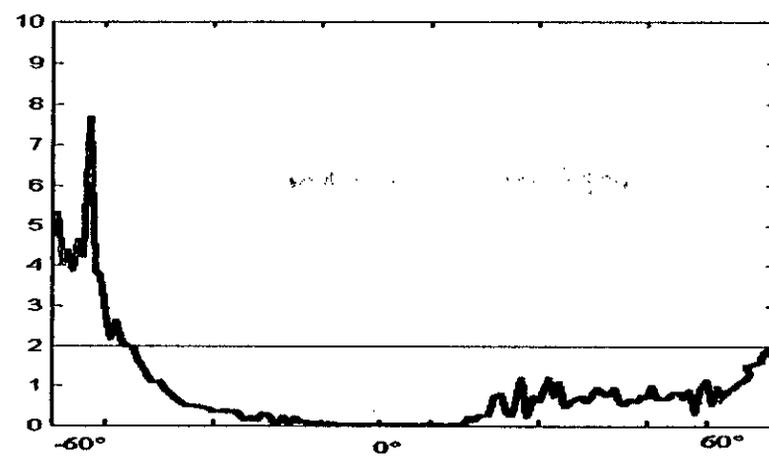


Fig.IV.21. Variation du rapport axial avec l'angle  $\theta$ .

La figure montre que la polarisation de l'antenne varie suivant l'angle  $\theta$ . L'antenne est polarisée circulairement sur une largeur angulaire de  $140^\circ$ .

#### IV.7.2. Présentation des mesures :

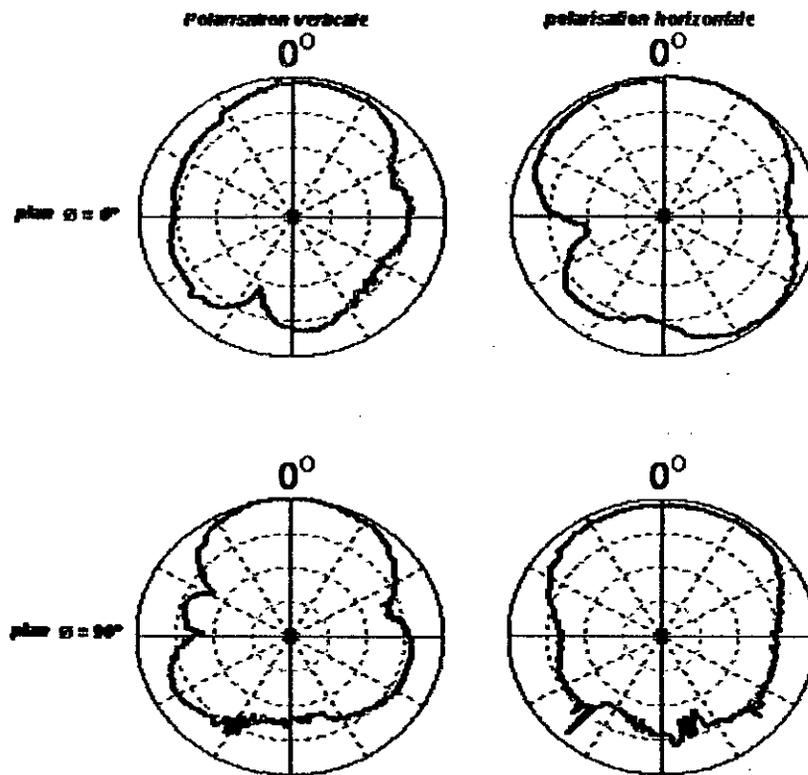


Fig.IV.22. Diagramme de rayonnement à 500 MHz.

#### Etude des résultats de mesures :

Les mesures sont faites dans deux plans perpendiculaires pour illustrer la polarisation de l'antenne spirale.

**Etude des résultats de mesures :**

Les mesures sont faites dans deux plans perpendiculaires pour illustrer la polarisation de l'antenne spirale.

Antenne en réception  $\theta = 0$ :

La réception est meilleure pour la polarisation horizontale (l'extension maximale de l'antenne est dans la direction horizontale pour  $\theta = 0$ ).

Antenne en réception  $\theta = 0$  :

La réception est meilleure pour la polarisation horizontale.

Le rapport axial pour la fréquence de travail augmente rapidement quand on s'éloigne de l'axe de la spirale. La polarisation devient elliptique près du plan de l'antenne.

**Réception à 2 GHz :**

On utilise dans ce cas un dipôle demi onde comme antenne d'émission.

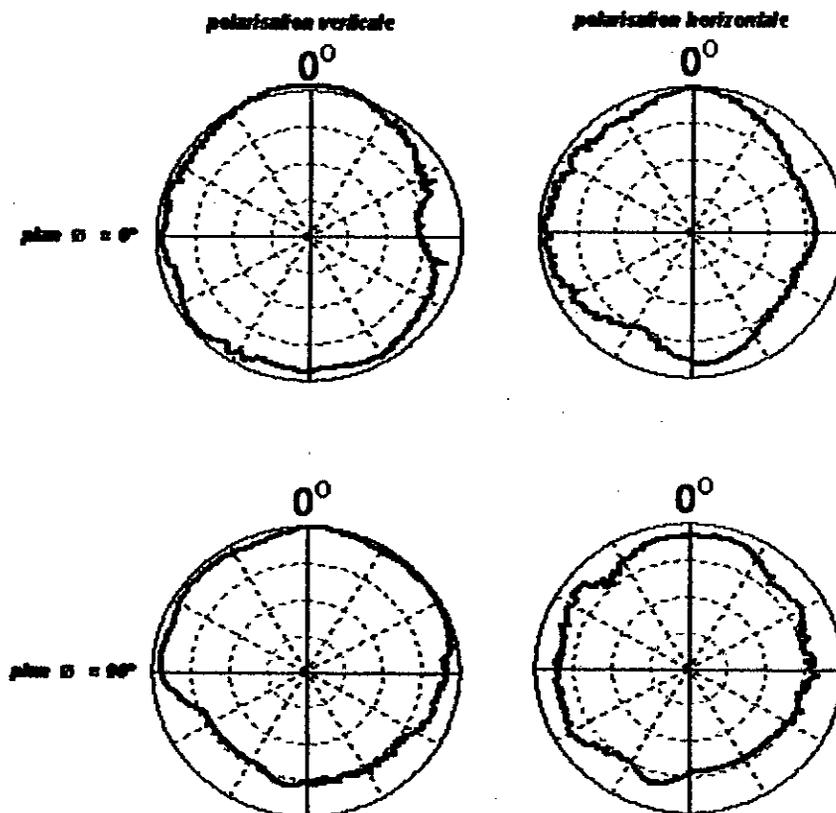


Fig.IV.23.Diagramme de rayonnement à 2 GHz.

Pour cette fréquence, on constate une amélioration nette du rapport axial. La figure montre l'allure de ce rapport .

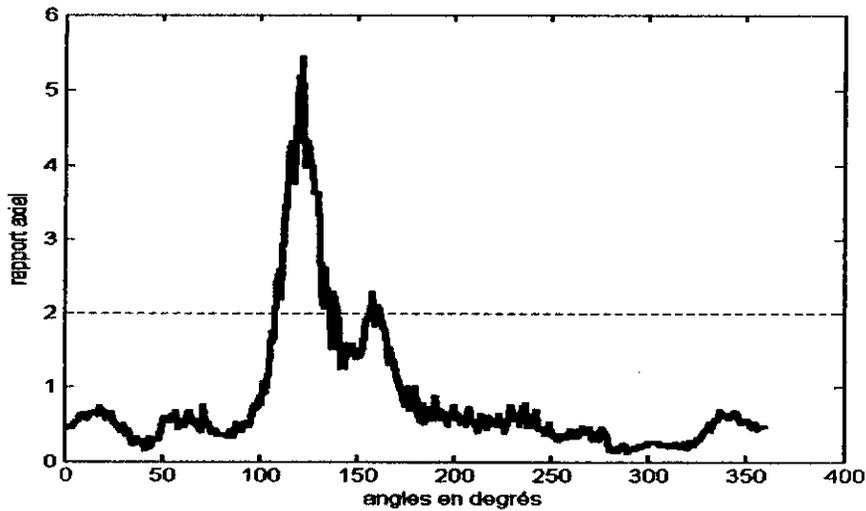


Fig.IV.24. Rapport axial en fonction de l'angle  $\theta$  pour antenne spirale en réception considérée dans le plan  $\phi = 0$ .

Pour cette fréquence, on remarque que l'antenne est pratiquement à polarisation circulaire et ce dans toutes les directions. Les performances de l'antenne sont meilleures en 2 GHz. L'antenne présente en plus un diagramme quasi omnidirectionnel dans les deux plans principaux.

#### IV.7.3. Etude des caractéristiques de rayonnement :

Les mesures du gain de l'antenne sont résumées dans le tableau suivant :

Fréquence (GHz)	Antenne d'émission	Gain(dB)
2	Dipôle demi onde	8.74
0.5	Antenne Yagi	9.08

Tab.IV.8. Relevé des mesures de gain d'antenne spirale.

Le gain à 500 MHz est légèrement plus grand que celui mesuré à 2 GHz. Ceci est prévisible car l'antenne présente beaucoup plus sa polarisation circulaire pour des angles plus grands.

Les directions sont moins privilégiées qu'en 500 MHz.

- On mesure le gain pour une polarisation donnée (verticale ou horizontale) en favorisant cette polarisation, on obtient un gain  $G_1$ .
- On mesure le gain pour l'autre polarisation, on obtient  $G_2$ .

Le gain absolu de l'antenne est :

$$G = 10 \log_{10}(G_1 + G_2)$$

Comme on l'a signalé plus haut, l'impossibilité d'effectuer des mesures du diagramme de rayonnement sur tout le spectre incluant la bande passante de l'antenne nous amène à adopter pour critère de bande passante le TOS de l'antenne.

Par l'analyseur de réseau on obtient les résultats suivants :

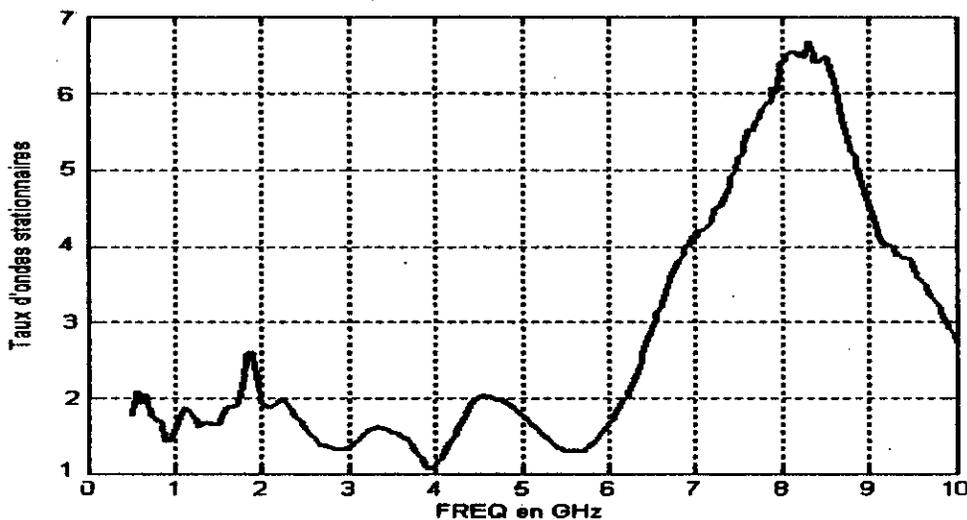


Fig.IV.25. Taux d'ondes stationnaires de l'antenne spirale alimentée par Câble SMA 50  $\Omega$

L'allure du tos reste pratiquement inchangée pour la plage des fréquences de 0.5 à 6.2 GHz. Dans cette mesure, et vu les dimensions de l'antenne, l'influence du milieu de travail n'est pas négligeable. La bande pour laquelle le TOS est inférieur à 2 indique la fréquence de coupure supérieure. Pour la fréquence de coupure inférieure on ne peut la mesurer vu qu'on ne peut explorer les fréquences inférieures à 500 MHz au laboratoire. Des résultats expérimentaux [16] montrent que la fréquence de coupure supérieure correspond approximativement à une longueur d'onde égale  $8L_a$  de longueur d'onde, avec  $L_a$  : dimensions de la région d'alimentation.

On a mesuré la distance entre les brins d'alimentation, on trouve :  $L_a = 6$  mm.

Ce qui donne une longueur d'onde minimale de : 4.8 cm, qui correspond à une fréquence de 6.25 GHz. La concordance est bien remarquable.

# CONCLUSION

## CONCLUSION

Après un bref survol des équations de rayonnement, nous nous sommes intéressés aux ouvertures et plus particulièrement aux ouvertures de formes rectangulaires et circulaires que présente la majorité des antennes à ouverture. L'application du formalisme déduit de ces équations pour l'étude de quelques antennes pratiques conduit à établir aisément leurs caractéristiques de rayonnement. Le problème qui se pose est d'interpréter correctement le champ au niveau de l'ouverture que présente l'antenne. La mesure des caractéristiques de rayonnement a montré que l'accord des résultats de simulation avec la mesure est d'autant plus marqué pour les régions où l'intensité du champ reçu est élevée notamment pour le lobe principal où les hypothèses de calcul sont réalistes. Pour les directions où la réception est moins favorisée, l'effet du milieu de mesure (réflexions multiples, interférences) est significatif. La mesure des caractéristiques électriques avec l'analyseur de réseau donne des résultats en concordance avec les valeurs théoriques à 25 % d'erreur maximale. Ces erreurs sont en premier lieu dues au couplage mutuel avec le milieu de mesure qui contribue à la valeur du coefficient de réflexion.

Enfin, outre le fait que les mesures ne soient pas pratiquées dans un environnement anéchoïque, pour qu'une description assez précise des antennes soit possible il faut employer des méthodes plus robustes qui tiennent compte de la structure même de l'antenne. Ceci a été bien remarqué quant aux mesures sur les antennes micro ruban où les dimensions de l'antenne et ses caractéristiques électriques influent sur son comportement comme élément rayonnant.

# ANNEXES

## ANNEXE A

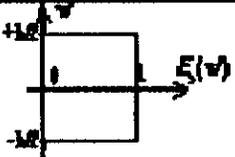
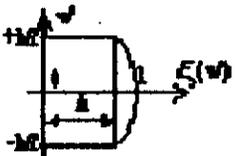
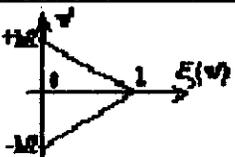
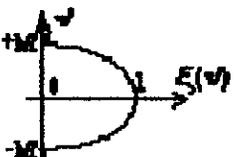
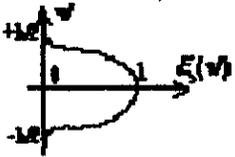
### Antennes à ouverture : Caractéristiques de rayonnement

#### Ouvertures rectangulaires :

##### Rappel des hypothèses :

Distribution équiphase des sources.

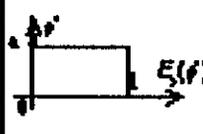
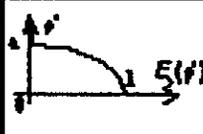
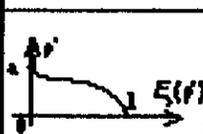
Forme séparable de la distribution du champ au niveau de l'ouverture.

DISTRIBUTION	FONCTION	FONCTION CARACTERISTIQUE			
	<b>Uniforme</b>  1	$\frac{\sin\left(\frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta}$			
	<b>Parabolique</b>  $1 - (1-A)v^2$	$\frac{\sin u}{u} + (1-A) \frac{d^2}{du^2} \left( \frac{\sin u}{u} \right)$ <p style="text-align: center;">avec <math>u = \frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta</math></p> <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; margin-right: 10px;">A =</div> <table border="1" style="border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="text-align: center;">0,9</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0,5</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> </tr> </table> </div>	0,9	0,5	0
0,9					
0,5					
0					
	<b>Triangulaire</b>  $1 - 2 \frac{ v }{h}$	$\left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi h}{2\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta} \right]^2$			
	<b>Cosinus</b>  $\cos \frac{\pi v}{h}$	$\frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \cos\left(\frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta\right)^2}$			
	<b>Cosinus carré</b>  $\cos^2 \frac{\pi v}{h}$	$\frac{\sin\left(\frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta\right)}{\left[1 - \left(\frac{h}{\lambda} \sin\theta\right)^2\right] \frac{\pi h}{\lambda} \sin\theta}$			

## Ouverture circulaire équiphase:

Le tableau suivant indique les principales caractéristiques d'une ouverture circulaire équiphase :

- Fonction caractéristique.
- Angle d'ouverture à demi puissance.
- Direction du premier nul de rayonnement.
- Rapport entre le maximum de rayonnement et le maximum du premier lobe secondaire.
- Rendement de l'ouverture.

DISTRIBUTION	FONCTION	FONCTION CARACTÉRISTIQUE	$\theta_{-3dB}$ (deg)	$\theta_0$ (deg)	$N_{-3dB}$ (dB)	$\eta$
	$\boxed{v=0}$ $(1-\rho^{2a})^0$	$2 \frac{J_1(\beta a \sin\theta)}{\beta a \sin\theta}$	$29,5 \frac{\lambda}{a}$	$35 \frac{\lambda}{a}$	17,6	1
	$\boxed{v=1}$ $(1-\rho^{2a})^1$	$8 \frac{J_2(\beta a \sin\theta)}{\beta a \sin\theta}$	$36,3 \frac{\lambda}{a}$	$46,8 \frac{\lambda}{a}$	24,6	0,75
	$\boxed{v=2}$ $(1-\rho^{2a})^2$	$48 \frac{J_3(\beta a \sin\theta)}{\beta a \sin\theta}$	$42,18 \frac{\lambda}{a}$	$58,1 \frac{\lambda}{a}$	30,6	0,56

On expose ci-dessous la méthode des images qui est appliquée pour la formulation du problème équivalent.

### METHODE DES IMAGES

La méthode des images est utilisée dans nombre d'applications pour tenir compte de l'effet du sol ou du plan de masse qu'elle remplace par leurs contributions au champ total dans la zone d'intérêt. Le problème devient alors un problème de rayonnement en espace libre.

### Description de la méthode des images :

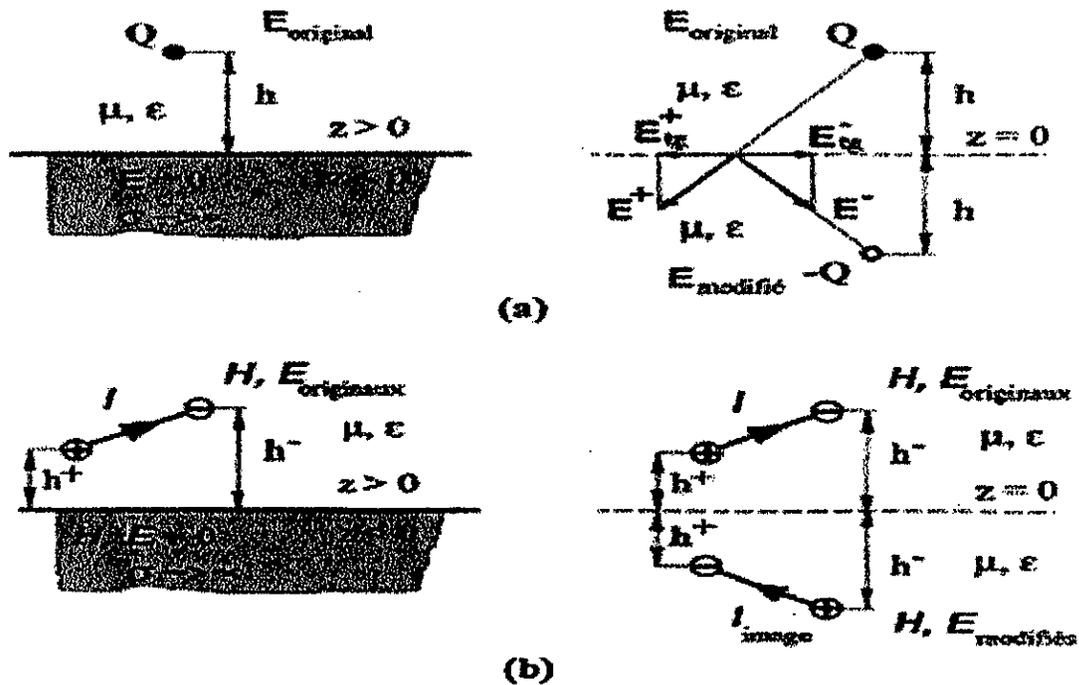


Fig.Principe de la méthode des images.

- a) Distribution des charges : La charge image annule le champ électrique à l'interface.
- b) Distributions des courants : la composante perpendiculaire au de l'interface conserve sa direction. La composante parallèle au plan de l'interface est inversée.

## ANNEXE B

### Antenne à réflecteur parabolique

#### Dimensions du réflecteur :

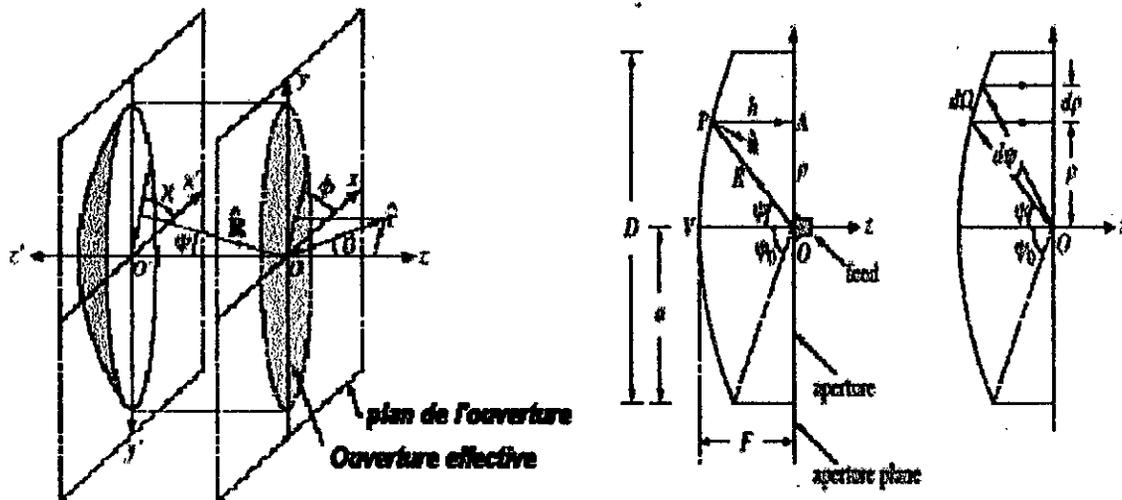


Fig.1. Réflecteur parabolique et son ouverture effective.

#### Relations utiles pour la description du réflecteur parabolique :

Par définition, la parabole est l'ensemble des points situés à la même distance du foyer et de la droite directrice contenue dans le plan de l'ouverture effective :

$$R + h = 2 F$$

Comme  $h = R \cos \psi$ ,  $R$  s'exprime comme suit :

$$R + R \cos \psi = 2 F \quad \text{ou} \quad R = \frac{2F}{1 + \cos \psi} = \frac{F}{\cos^2 \frac{\psi}{2}}$$

Le déplacement radial  $\rho$  sur le plan de l'ouverture s'exprime comme suit :

$$\rho = R \sin \psi \quad \text{ou} \quad \rho = 2F \frac{\sin \psi}{1 + \cos \psi} = 2F \tan\left(\frac{\psi}{2}\right)$$

De même, en utilisant  $R + h = 2 F$  on a :  $F - h = F \frac{1 - \cos \psi}{1 + \cos \psi} = F \tan^2\left(\frac{\psi}{2}\right)$

Il en découle que  $h$  et  $\rho$  sont l'équation de la parabole :

$$4F(F-h) = \rho^2$$

En terme de coordonnées cartésiennes :  $\rho^2 = x^2 + y^2$  et  $z = -h$  l'équation devient :

$$4F(F+z) = x^2 + y^2$$

Le diamètre  $D$  du réflecteur et sa distance focale  $F$  déterminent l'angle d'extension maximale du réflecteur. On l'obtient en posant  $\rho = a$ .

$$a = \frac{D}{2} = 2F \tan\left(\frac{\psi_0}{2}\right) \Rightarrow \psi_0 = 2 \arctan\left(\frac{D}{4F}\right)$$

### **Gain du réflecteur:**

Deux antennes , l'une à l'émission et l'autre à la réception, ont des directivités et des aires équivalentes  $D_e, A_e$  et  $D_r, A_r$  respectivement. On suppose le milieu de propagation entre les deux antennes linéaire, passif et isotrope.

Le rapport des directivités des deux antennes est égal au rapport de leurs aires équivalentes en vertu du théorème de réciprocité, ce qui s'exprime par :

$$D_e \cdot A_r = D_r \cdot A_e$$

Si l'une des antennes est isotrope (celle à l'émission par exemple), sa directivité est égale à l'unité et son aire équivalente sera égale à  $\lambda^2 / (4\pi)$ .

La directivité maximale de l'antenne de réception est égale à :

$$D_r = 4\pi/\lambda^2 \cdot A_e.$$

Pour le cas du réflecteur parabolique, dont l'aire équivalente peut être approximée à l'aire de son ouverture :

$$A_e = \pi D^2 / 4.$$

La directivité du réflecteur parabolique est :

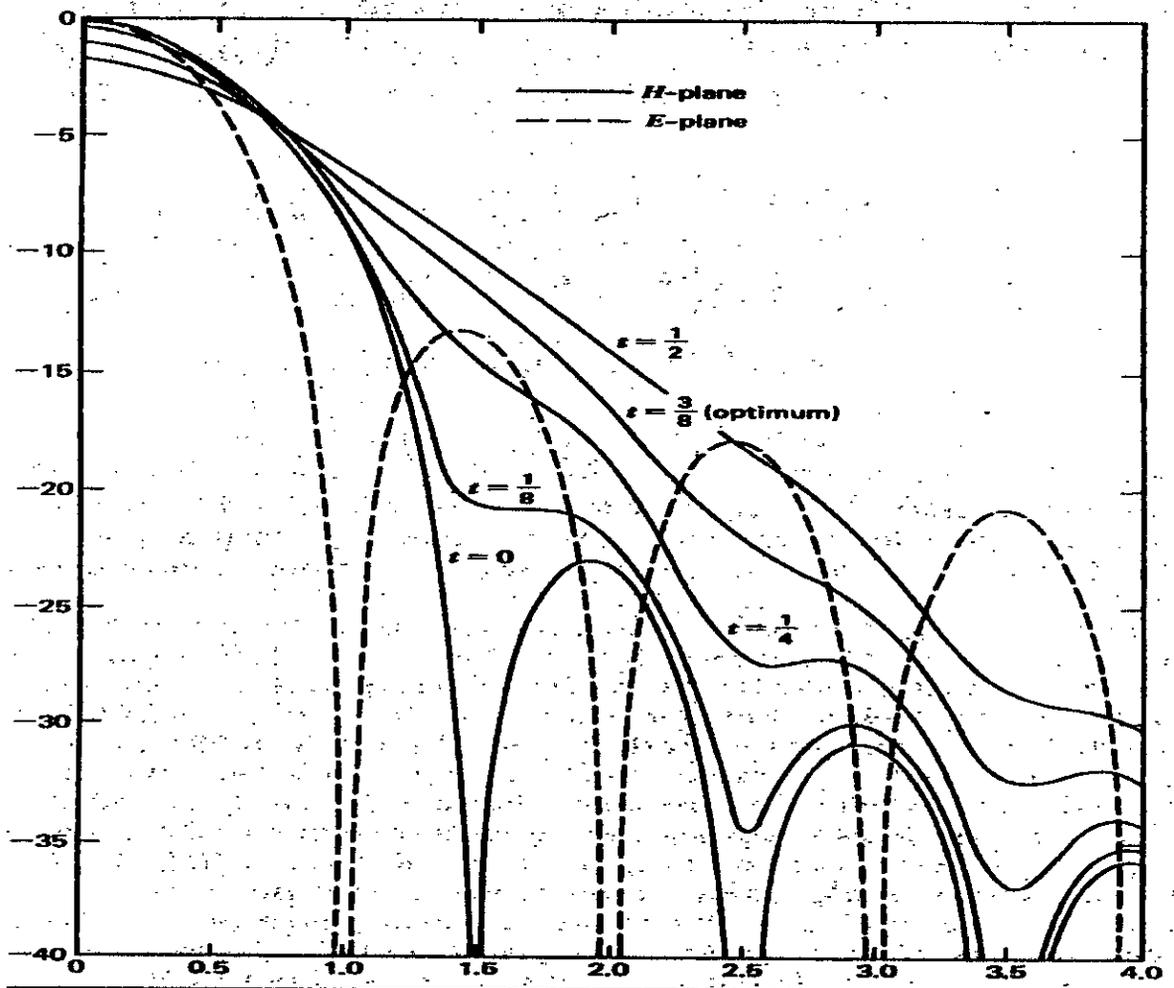
$$D_p = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2$$

Le gain est relié à la directivité maximale de l'antenne par :

$$G = \eta D_p = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2$$

**ANNEXE C**

Courbes universelles pour un cornet pyramidal :



## Annexe D

Les antennes micro ruban dérivent des lignes de transmission. La mise en œuvre de ces antennes dépend des propriétés des lignes microstrip.

La principale difficulté avec ces antennes est la détermination des caractéristiques électriques (impédance caractéristique, longueur d'onde) quand des effets de rayonnement interviennent dans leur formulation.

### Détermination de l'impédance caractéristique et de la longueur d'onde :

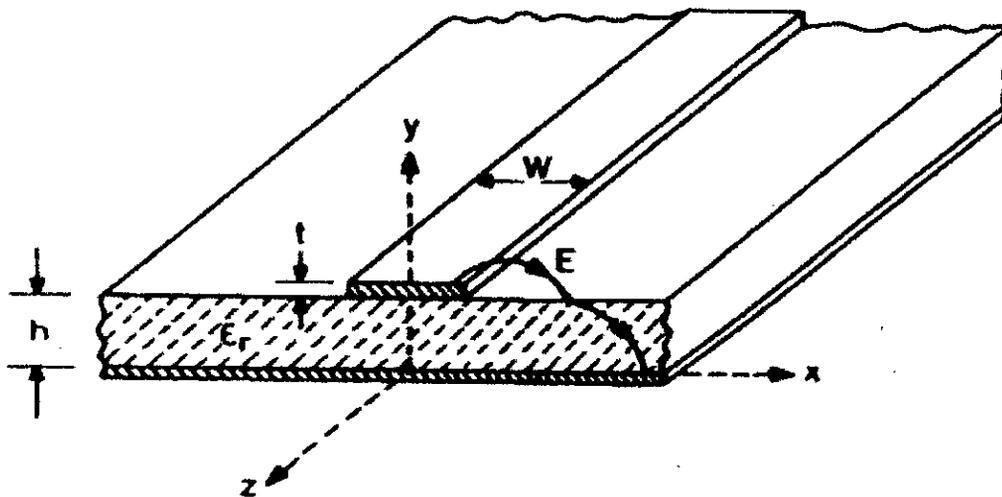


Fig. Configuration d'une ligne micro ruban.

On considère deux étapes pour la formulation de l'impédance caractéristique et de la longueur d'onde.

#### 1<sup>ère</sup> étape :

On suppose que le diélectrique occupe tout l'espace (figure 1).

La structure peut alors supporter des ondes TEM. L'impédance caractéristique du diélectrique est donnée par :

$$Z_d = \frac{1}{V_d C_d} \quad \text{avec } V_d : \text{vitesse de propagation des ondes dans le diélectrique en m/s.}$$

$C_d$  : Capacité du diélectrique en F/m.

Le diélectrique possède une permittivité relative  $\epsilon_r$ .

$$V_d = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0}} = \frac{V_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{et} \quad Z_d = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{Z}_0 \text{ et } V_0 \text{ sont respectivement l'impédance}$$

caractéristique du vide et la vitesse de propagation dans le vide).

### 2<sup>ème</sup> étape :

Le diélectrique n'est pas infiniment étendu : on introduit l'effet de troncature du diélectrique.

La vitesse de propagation des ondes ne peut connaître de discontinuité au niveau de la transition diélectrique/air :

$$V_d < V_m < V_0 \quad V_m : \text{vitesse de propagation ondes dans le diélectrique.}$$

$$Z_d < Z_c < Z_0 \quad Z_c : \text{impédance caractéristique de la ligne de transmission.}$$

On définit également un facteur de remplissage et une permittivité effective pour tenir compte de l'extension finie du diélectrique :

$$\epsilon_e = 1 + q (\epsilon_r - 1).$$

$$C_m = C_0 \cdot \epsilon_e$$

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}}, \quad Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_e}}, \quad V_m = \frac{V_0}{\epsilon_e}$$

Pour le mode fondamental l'expression de l'impédance caractéristique est donnée par [14] :

Pour  $w/h < 2$  :

$$Z_c = \frac{377}{2\pi(\epsilon_r + 1)/2)^{1/2}} \left[ \ln\left(\frac{8h}{W}\right) + \frac{1}{8}\left(\frac{W}{2h}\right)^2 - \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ \ln\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln\frac{4}{\pi} \right\} \right]$$

Pour  $w/h > 2$  :

$$Z_c = \frac{377}{(\epsilon_r)^{1/2}} \left[ \frac{W}{h} + 0.883 + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi\epsilon_r} \left\{ \ln\left(\frac{W}{2h} + 0.94\right) + 1.451 \right\} + 0.165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right]^{-1}$$

### Dépendance en fréquence des paramètres électriques :

Les valeurs des paramètres dépendent de la fréquence de travail de l'antenne. Cet effet peut être traduit par les variations en fonction de la fréquence de la permittivité effective [13] :

$$\epsilon_e(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{e0}}{1 + F(f/f_p)^2}$$

$$f_r = \frac{0.4Z_c}{h(\text{mm})} \text{ (GHz)}. \text{ Et } F \cong 0.6 + 0.009.Z_c$$

$\varepsilon_{e0}$  : permittivité effective pour le mode fondamental.

La variation de la permittivité relative introduit une variation de tous les paramètres électriques de l'antenne.

### Les pertes dans les lignes micro ruban :

On peut distinguer trois types :

#### Pertes diélectriques :

Ces pertes sont dues aux imperfections dans le diélectrique. On les exprime souvent par l'angle de pertes dérivé de l'expression de la permittivité relative du diélectrique :

$$\varepsilon_d = \varepsilon_r - j\varepsilon_r', \text{ l'angle de perte s'exprime : } \text{tg}(\delta) = \frac{\varepsilon_r'}{\varepsilon_r}$$

#### Pertes cuivre :

Ce sont des pertes dues aux grandes intensités de courant présentes aux coins des lignes micro ruban. De plus, les irrégularités dans le fini de la surface introduisent des pertes supplémentaires.

On représente sur la figure 2 les variations de ces pertes en fonction des dimensions de la ligne microstrip et de la fréquence.

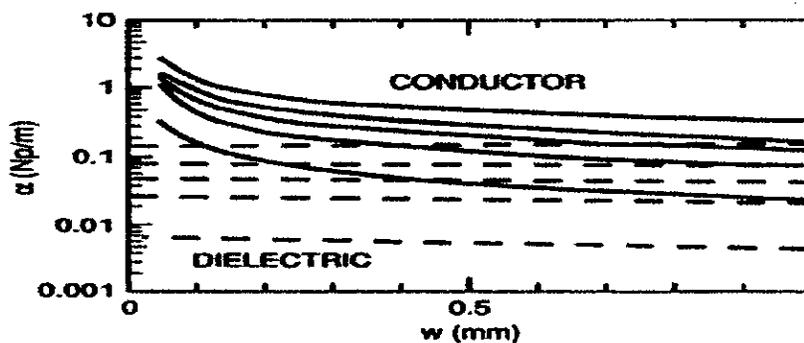


Fig. 3. Pertes diélectriques et par conduction dans une ligne micro ruban.

Les variations sont représentées pour les fréquences  
2 GHz, 7 GHz, 12 GHz, 18 GHz, 30 GHz[14].

### Effet de bout dans une ligne micro ruban :

L'effet de bout est le débordement des lignes de champ électrique à la terminaison du conducteur supérieur de la ligne. L'onde arrivant à un circuit ouvert donne lieu d'une part à un stockage d'énergie et d'autre part à un rayonnement et un transfert d'énergie aux ondes de surface. On s'intéresse ici à l'effet de stockage de l'énergie.

Cet effet peut être représenté soit par une susceptance ou par une extension fictive de la ligne de transmission de même impédance caractéristique.

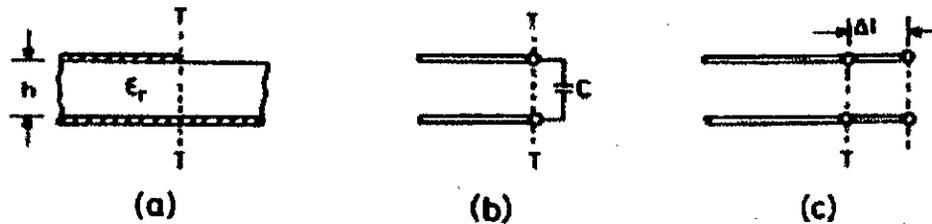


Fig.Représentation de l'effet de bout dans une ligne micro ruban [14].

### Alimentation des antennes micro ruban :

L'impédance que présente l'antenne micro ruban est souvent différente de l'impédance caractéristique des lignes d'alimentation. De ce fait, on utilise des transitions et des transformateurs d'impédance qui réalisent l'adaptation d'impédance.

#### 1. Transformateur d'impédance :

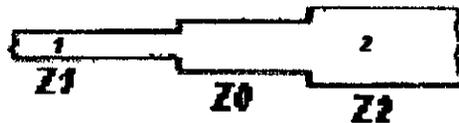


Fig. Transformateur d'impédance.

L'impédance que présente le circuit 1 est  $Z_1$ . Le circuit 2 présente une impédance égale à  $Z_2$ . Pour réaliser l'adaptation d'impédance on utilise une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique :

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

L'adaptation d'impédance n'est réalisée qu'à une fréquence donnée.

## 2. Transitions câble coaxial- ligne micro ruban :

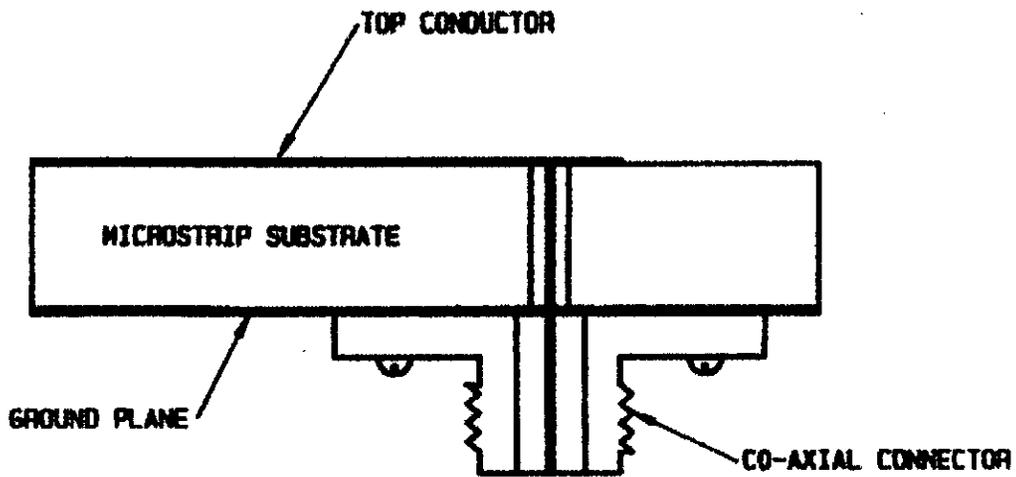
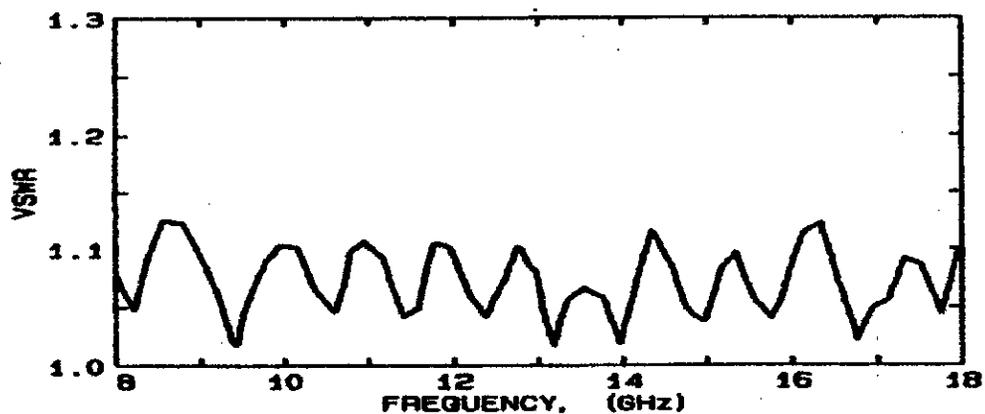


Fig. Transition SMA ligne microstrip.

La transition est réalisée de manière à assurer la connexion à un câble coaxial avec un minimum de pertes par transmission et par réflexions.

Cette transition opère à large bande, elle présente un TOS inférieur à 1.15 sur la bande [ 0-18 ]GHz.



Taux d'ondes stationnaires présenté par une transition SMA- ligne micro ruban adaptée[14].

## ANNEXE E

### MESURE DES CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT

Bilan de liaison :

Une antenne est un dispositif passif, donc réciproque ses caractéristiques sont les mêmes à l'émission et à la réception.



Fig.1. Bilan de liaison

La figure 1 montre deux antennes l'une en émission et l'autre en réception. Leurs gains et leurs aires équivalentes sont indiquées également.

L'équation des télécommunications de FRIIS relie la puissance reçue à la puissance transmise

entre deux antennes de gains respectifs  $G_e, G_r$ , séparées par une distance  $R$  (avec  $R > 2 \frac{D^2}{\lambda}$

pour remplir les conditions de champ lointain) comme suit :

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_e G_r$$

qui peut se formuler :

$$(G_e)_{dB} + (G_r)_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_t} \right)$$

#### Méthode des trois antennes :

Cette méthode s'applique pour le calcul du gain absolu d'une antenne.

Lorsqu'on effectue des mesures de gain où les antennes utilisées ne sont pas identiques et ont des gains inconnus, on recourt à cette méthode.

La méthode des trois antennes consiste à faire des mesures de puissance entre chaque combinaison des trois antennes sous le test. On obtient alors un système de trois équations à trois inconnues dont la solution est triviale :

$$(G_{o1})_{dB} + (G_{o2})_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_{r2}}{P_{t1}} \right)$$

$$(G_{o1})_{dB} + (G_{o3})_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_{r3}}{P_{t1}} \right)$$

$$(G_{o2})_{dB} + (G_{o3})_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_{r3}}{P_{t2}} \right)$$

Pour que cette méthode donne des résultats assez précis, la mesure stipule que :

- La fréquence de des signaux transmis soit stable. Une variation de cette fréquence entraîne une variation des pertes de trajet en espace libre.
- Les antennes en réception se trouvent dans la région du champ lointain.
- Les antennes sont alignées de façon à recevoir l'intensité maximale.
- Tous les dispositifs à l'émission comme à la réception doivent être adaptés. Une désadaptation en émission ou e réception entraîne une erreur sur la valeur des puissances  $P_t$  et  $P_r$  qui interviennent dans les équations de FRIIS.
- L'environnement influe peu sur la mesure. Si cette condition n'est pas satisfaite, l'équation de FRIIS doit inclure également les pertes autres que celles dues au trajet en espace libre.

Si deux antennes sous le test peuvent être supposées identiques avec une bonne approximation, la méthode des trois se réduit à un problème à deux équations (méthode des deux antennes) qu'il est aisé de résoudre.

## COUPLAGE INTER ELEMENTS RAYONNANTS

Soit un système de deux antennes :

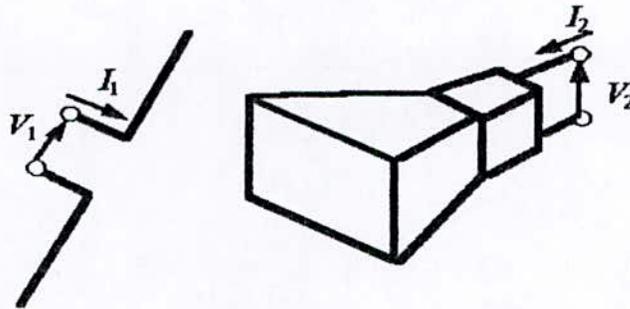
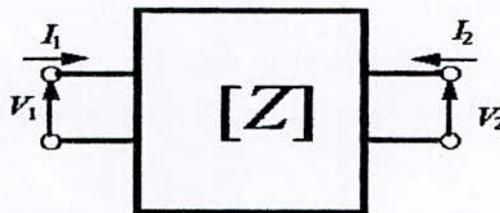


Fig. Système de deux antennes.

Ce système peut être vu comme un quadripôle électrique (point de vue des circuits) caractérisé par sa matrice impédance  $Z$  :



Quadripôle équivalent au système de deux antennes.

Le quadripôle équivalent se traduit par le système d'équation suivant :

$$[V] = [Z] \cdot [I] \Leftrightarrow \begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases}$$

Les impédances  $Z_{11}$  et  $Z_{22}$  traduisent l'impédance d'entrée de chacune des antennes. Les impédances  $Z_{12}$  et  $Z_{21}$  sont les impédances de transfert qui traduisent l'effet de l'une des antennes sur l'autre par son rayonnement.

Ainsi, le générateur, qui attaque l'antenne par son entrée, voit une self impédance propre à l'antenne et une impédance mutuelle due à l'influence de l'autre antenne. Le courant dans l'antenne sera modifié, par suite son rayonnement est également modifié.

## Annexe F

### Présentation de l'outil de simulation des antennes à ouvertures :

#### AAD&S

Les formules développées dans les chapitres I à III sont utilisées pour évaluer les caractéristiques de rayonnement des antennes suivantes :

- Cornet pyramidal
- Antenne fentes
- Réflecteur parabolique
- Antenne micro ruban

L'outil de simulation AAD&S (Aperture Antenna Design and Simulation) permet la simulation de ces antennes. Les principaux résultats de simulation présentés dans le chapitre ont été obtenus à l'aide de cet outil. Il permet également la simulation de quelques antennes.

#### Présentation du simulateur :

Cet outil didactique permet la simulation et la conception de quelques types d'antennes en bande X destinées pour un large éventail d'applications

Choisir l'antenne à étudier

Cornet électromagnétique

Réflecteur parabolique

Antenne à fentes

antenne micro ruban

Pour illustrer le fonctionnement de ce simulateur, on propose deux exemples de simulation et de conception.

### Antenne cornet électromagnétique :

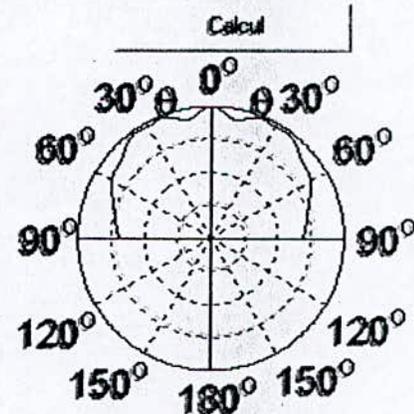
Pour la simulation des caractéristiques de rayonnement d'une antenne cornet, on doit spécifier les dimensions de l'ouverture du cornet et le rapport de forme du guide d'ondes qui l'alimente. On présente ci-dessous les résultats obtenus pour un cornet pyramidal.

Rendement	-10.2446
Angles d'ouverture:	
Plan E :	27.6151
Plan H :	6.0132
Directivité (dB) :	19.5981

A (londa)	12
B (londa)	5
Rapport de forme B	2.3

Design

Plan E  
Plan H



Si on envisage de concevoir un cornet avec un certain gain, le concepteur suivant permet la conception d'un cornet optimal qui maximise le rendement de l'ouverture.

Performances attendues		
Gain attendu (en dB) :	18	
Dimensions du guide d'ondes d'alimentation	a	2.3
	b	1

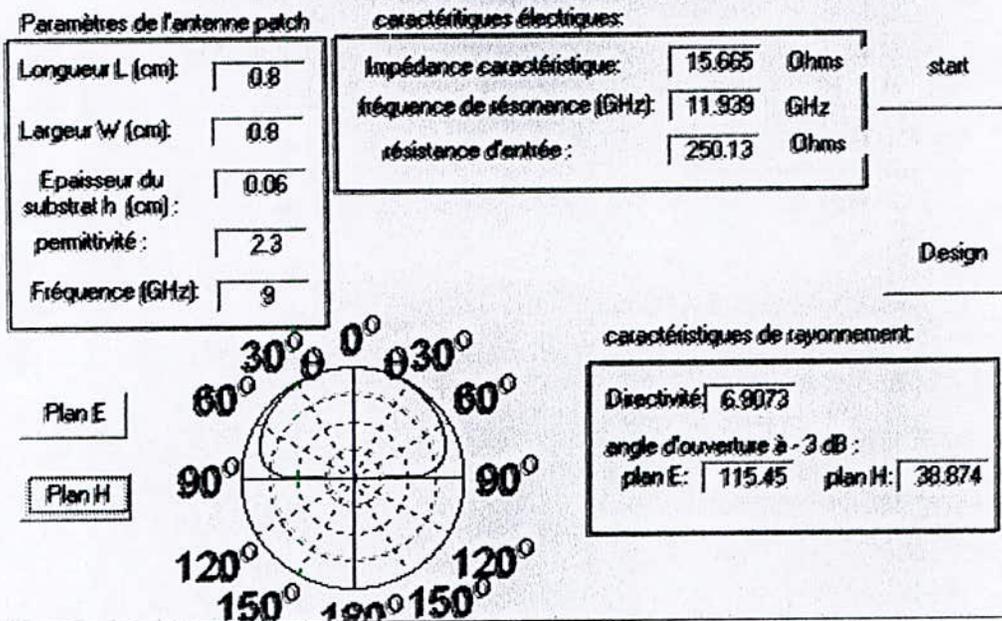
Dimensions de l'ouverture du cornet (Cm)	
A =	5.3794
B =	9.8744
extension axiale (Cm) :	R = 8.064

Start

### Antenne patch rectangulaire :

Pour les antennes micro ruban, AAD&S permet de visualiser les principales caractéristiques de l'antenne en donnant ses caractéristiques électriques. On présente les résultats de simulation pour une antenne APM.

## Simulation d'antennes patch rectangulaires



**Bibliographie**

[1] : C.A. BALANIS.

ANTENNA THEORY : Analysis and Design.

Second Edition, John Wiley & Sons, Inc. (1997)

[2]: WARREN L. STUTZMAN, GARY A. THIELE

Antenna theory and design.

Jhon Wiley & Sons (1981)

[3] : P. Barthia, K. V. S. Rao, and R. S. Tomar,

Millimeter-Wave Microstripand Printed Circuit Antennas,

Artech House, Boston, MA, 1991.

[4] : Handbook of microstrip antennas

JR James & P S Hall. (1989)

[5] : R. S. Elliott.

Antenna theory and design.

Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. 07632. (1981)

[6] : I.WOLFF, N. KNOPPIK

Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators.

IEEE tran., MTT-22, pp.857-864 (1974).

[7] : A.G. DERNERYD.

Linearly polarized microstrip antennas,

IEEE Trans., AP-24, pp.846-851. (1976).

[8] : K. MAHDJOUBI

Couplage entre éléments par ondes d'espace dans une antenne en réseau de disques imprimés.  
Annale des télécommunications 45 N° 3-4 (1990) .

[9] : VICTOR H. RUMSEY

Frequency Independent Antennas  
Academic Press New York and London(1966)

[10] : JOHN D. DYSON

The Equiangular Spiral Antenna  
IRE Transactions on Antennas and Propagation(1959)

[11] : J. D. DYSON

The Equiangular Spiral Antenna  
Fifth Symp. On the USAF Antenna Res. And Dev. Program, Robert Alberton Park,  
University of Illinois, September(1957)

[12] : J.R. JAMES, P.S. Hall C.WOOD.

Microstrip antenna , theory and design.  
IEE electromagnetic waves series 12, Peter Peregrinus Ltd. (1981)

[13] : W. J. GETSINGER.

Microstrip dispersion model.  
(1973)

[14] : K. C. GUPTA, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Bhartia.

Microstrip lines and slotlines. Second edition.  
Artech House. (1996).