

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDE

SUJET

ETUDE DE QUELQUES PERFECTIONNEMENTS
DE LA METHODE L.M.A

PROPOSE PAR :

Dr. A. ZERGUERRAS

ETUDIE PAR :

BOUCHAALA Hichem
BERTOUCHE Med SAMIR

DIRIGE PAR :

Dr. A. ZERGUERRAS

PROMOTION: 1993

E.N.P 10, Ave. Hacène BADI - EL HARRACH-ALGER

DEDICACES



Je dédie ce travail

à mes chers parents

à ma soeur Samira et son mari

à mon frère Chokri

à mes tantes

à mes oncles et à leurs femmes

et aux mémoires de ma grand-mère Mahsouna

et mes chers Arbi; et Houria

Hichem

A la mémoire de mon grand-père.

A mes grands parents.

A mes parents.

A mes soeurs.

A toute ma famille et tous mes amis.

Je dedis ce travail

Samir

REMERCIEMENTS



Au terme de ce travail, nous tenons à remercier notre promoteur, Mr A.Zerguerras, pour nous avoir encadrés et pour sa gentillesse et sa patience;

le président et les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger ce travail;

Les enseignants du département qui nous ont apporté leurs conseils;

Les travailleurs de la bibliothèque et le responsable de l'annex du centre de calcul;

Nous tenons particulièrement à remercier Mr A.Douga et les responsables d'AGIP pour leurs aides précieuses;

Nous remercions également toutes les personnes qui nous ont aidés et soutenus tout au long de notre travail.

SOMMAIRE



LISTE DES SYMBOLES.....	1
LISTE DES GRAPHS.....	3
LISTE DES ABAQUES.....	4
INTRODUCTION.....	5
CHAPITRE I :	
GENERALITES SUR LES ANTENNES PLAQUES.....	6
1-PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	6
2-TECHNOLOGIE DE FABRICATION.....	7
3-CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DES ANTENNES PLAQUES. .	8
4-DOMAINES D'UTILISATION.....	9
5-TECHNIQUES D'ANALYSE D'A. P. M.....	10
CHAPITRE II :	
PRESENTATION DE LA METHODE L. M. A.....	14
-CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE.....	14
-APPROCHE DU COEFFICIENT DE COUPLAGE LINEIQUE.....	18
-CALCUL DE LA BANDE PASSANTE.....	22

-ALIMENTATION DE L'ANTENNE. 23

-ALIMENTATION PAR CABLE COAXIAL. 24

-ALIMENTATION PAR LIGNE MICRORUBAN. 25

CHAPITRE III :

LE DECOUPAGE ANGULAIRE POUR ANTENNE CIRCULAIRE. 27

-LE DECOUPAGE ANGULAIRE. 27

-COMPARAISON DES RESULTATS. 31

A-ANTENNE SANS DIRECTEUR. 31

B-ANTENNE MUNIE D'UN DIRECTEUR $CK=0.2$ 34

-INTRODUCTION DU COEFFICIENT DE COUPLAGE LINEIQUE
(COMPLETEMENT MODELISE). 37

CHAPITRE IV :

ETUDE DE QUELQUES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES
CARRÉES ET RECTANGULAIRES. 42

-CALCUL DE L'IMPEDANCE D'ENTREE. 42

-VALIDITE DE LA METHODE L. M. A EN H/λ 47

-INFLUENCE DE LA COUCHE D'AIR. 55

CONCLUSION. 60

ANNEXE A: CALCUL DU COEFFICIENT DE COUPLAGE CIRCULAIRE, RECTANGULAIRE ET CARREE..... 61

ANNEXE B: CALCUL DE LA LARGEUR ET DE LA L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE DE LA LIGNE MICRORUBAN..... 68

ANNEXE C: CHOIX DE L'IMPEDANCE DE NORMALISATION..... 73

BIBLIOGRAPHIE..... 74

PROGRAMMES..... 76

LISTE DES SYMBOLES

- 2a Diamètre de l'antenne plaque circulaire.
- $A = \frac{2a}{\lambda_0}$ Diamètre réduit de l'antenne plaque circulaire.
- 2b Diamètre du directeur (CD) ou de la longueur du directeur.
de l'antenne symétrique de forme quelconque.
- $B = \frac{2b}{\lambda_0}$ Diamètre réduit du directeur circulaire.
- C₁₂ Capacité de couplage par unité de longueur.
- CM Antenne plaque.
- CD Directeur.
- E Point de jonction entre CM et la ligne microruban.
- O et S Points limites des lignes couplées.
- f Fréquence.
- f₀ Fréquence centrale de la largeur de bande définie pour un T.O.S inférieur ou égal à 2.
- f_r Fréquence de résonance qui est définie par la valeur de la fréquence qui rend l'impédance d'entrée réelle (ie partie imaginaire nulle) ou la partie réelle maximale.
- f_m Fréquence inférieure de la bande.
- f_M Fréquence maximale de la bande (ie $2f_0 = f_m + f_M$).
- k Coefficient de couplage entre les deux lignes.
- n Indice de la tranche des deux lignes couplées, limitées.
par X_{n-1} et X_n $1 \leq n \leq N$.
- N Nombre de tranches ou de découpages.
- R_n Résistance caractéristique de la tranche n relative à (CD).
- R'_n Résistance caractéristique de la tranche n relative à (CM).

ϵ_0 Permittivité du vide.

ϵ_r Permittivité relative du substrat de (D).

ϵ_e Permittivité effective du substrat de (D).

ϵ'_r Permittivité relative du substrat de (M).

ϵ'_e Permittivité effective du substrat de (M).

$w=2\pi f$ Pulsation.

λ_0 Longueur d'onde du vide : $\lambda_0 = (f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0})^{-1}$.

θ_n Exposant de transfert sur image de la tranche n relative à (D).

θ'_n Exposant de transfert sur image de la tranche n relative à (M).

T.O.S Taux d'Ondes Stationnaires.

[t_n] Matrice de transmission de la section élémentaire d'ordre n.

$W(n)$ Largeur de la tranche d'indice n du directeur.

$W'(n)$ Largeur de la tranche d'indice n de l'antenne plaque (M).

W_r Largeur variable réduite de (D) ($W_r=W/\lambda_0$).

W'_r Largeur variable réduite de (M) ($W'_r=W'/\lambda_0$).

Y_s Admittance au point S.

Y_e Admittance d'entrée en O des deux lignes couplées.

Y_E Admittance d'entrée en E.

V_i Ondes incidentes.

V_r Ondes réfléchies.

X_n, X_{n-1} Limites de la tranche "n", comptées à partir de O.

$(X_r)_n$ Limite réduite.

$D_s=d_s/\lambda_0$ Epaisseur de peau normalisée pour (D).

$D_e=d'_s/\lambda_0$ Epaisseur de peau normalisée pour (M).

GRAPHE 1: $W(n)$ ET LA VARIATION DE ΔX_n EN FONCTION DE α	30
GRAPHE 2: CALCUL DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE SANS DIRECTEUR ATTAQUEE PAR LIGNE MICRORUBAN.....	32
GRAPHE 3: CALCUL DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE MUNIE D'UN DIRECTEUR CIRCULAIRE.....	35
GRAPHE 4: CALCUL DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE MUNIE D'UN DIRECTEUR AVEC UN DECOUPAGE ANGULAIRE... ..	39
GRAPHE 5: COEFFICIENT DE REFLEXION A L'ENTREE D'UNE ANTENNE RECTANGULAIRE.....	45
GRAPHE 6: COEFFICIENT DE REFLEXION A L'ENTREE D'UNE ANTENNE CARREE.....	47
GRAPHE 7: INFLUENCE DES DIMENSIONS DE L'ANTENNE SUR LA FREQUENCE DE RESONNANCE.....	48-49-50
GRAPHE 8: INFLUENCE DE L'EPAISSEUR DE L'ANTENNE SUR LA FREQUENCE DE RESONNANCE.....	51
GRAPHE 9: VARIATION DE LA FREQUENCE DE RESONNANCE EN FONCTION DE h/λ (h FIXE).....	53

GRAPHE 10: VARIATION DE LA FREQUENCE DE RESONNANCE EN FONCTION DE h/λ (dimension de l'antenne FIXE).....53

GRAPHE 11: L'EVOLUTION DE E_{re} EN FONCTION DE L'EPAISSEUR DE L'AIR.....56

GRAPHE 12: INFLUENCE DE LA COUCHE D'AIR SUR LA FREQUENCE DE RESONNANCE ET LA BANDE PASSANTE D'UNE ANTENNE RECTANGULAIRE...58

GRAPHE 13: VARIATION DE LA LARGEUR DE LA LIGNE MICRORUBAN W_0 EN FONCTION DE SON IMPEDANCE CARACTERISTIQUE.....69

GRAPHE 14: VARIATION DE LA LARGEUR DE LA LIGNE MICRORUBAN W_0 EN FONCTION DE E_r70

GRAPHE 15: VARIATION DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE DE LA LIGNE MICRORUBAN EN FONCTION DE E_r72

LISTE DES ABAQUES

ABAQUE 1 : IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE SANS DIRECTEUR ATTAQUEE PAR LIGNE MICRORUBAN.....33

ABAQUE 2 : IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE MUNIE D'UN DIRECTEUR CIRCULAIRE $C_k=0.2$36

ABAQUE 3 : IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE MUNIE D'UN DIRECTEUR CIRCULAIRE $C_{km}=0.1252$ 40

Introduction

INTRODUCTION

La méthode de la ligne de transmission (L.M.A) pour analyser les antennes plaques microruban (A.P.M) , permet par une approche physique simple de déterminer les principales caractéristiques de celle-ci, contrairement aux méthodes telles que celles des moments ou celles des éléments finis qui sont d'un emploi plus laborieux.

A la suite du travail de thèse [1] exploitant la méthode L.M.A pour les A.P.M circulaires nous avons adopté un nouveau dispositif de découpage (découpage angulaire) qui à précision égale permet de travailler avec un nombre de tronçons plus de cinq fois moindre par rapport à un découpage régulier de l'axe principal de l'antenne. De plus la précision y est plus régulièrement répartie sur chaque tronçon.

Par ailleurs, nous avons ^{simple} testé des configurations rectangulaires et carrées afin de déterminer les limites de validités (en h/λ) de la méthode L.M.A en ce que concerne l'épaisseur du substrat. L'effet des couches d'air est également pris en compte. Ces résultats de calculs sont confrontée avec ceux d'autres théories et des mesures expérimentales [2],[3],[4].

Cette étude profite des résultats concernant le couplage des lignes stratifiées développé dans les articles [5], qui permettent d'affiner le modèle L.M.A.

Chapitre I

GENERALITES SUR LES ANTENNES PLAQUES

1-PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

Une antenne plaque est essentiellement composée d'un circuit imprimé double face; une face entièrement métallique représentant le plan de masse, l'autre face contenant généralement un réseau d'éléments rayonnants mais aussi des composants passifs et actifs tels que diviseurs de puissance, déphaseurs, mélangeurs, ...etc.

Le rayonnement peut être déterminé en considérant la distribution de courant sur l'élément rayonnant ainsi que la distribution de courant dans le diélectrique due à la différence de potentiel entre l'élément rayonnant et le plan de masse [6].

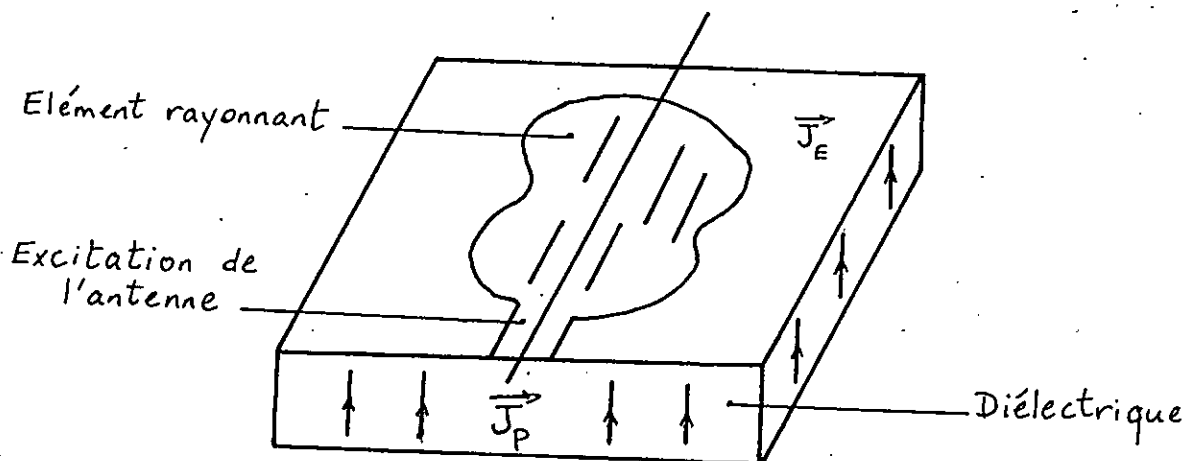


FIGURE 1: structure rayonnante de l'antenne plaque

2-TECHNOLOGIE DE FABRICATION:

Il importe de réaliser avec soin les différentes étapes de fabrication; car les caractéristiques de l'antenne sont très sensibles aux tolérances dimensionnelles.

On peut résumer les différentes étapes de fabrication d'une antenne plaque comme suit [6]:

1-Dessin du schéma de l'antenne. Les dimensions d'un élément rayonnant dans un réseau d'antenne étant réduites, ce schéma sera réalisé pour un seul élément et à grande échelle.

2-Contrôle du schéma par des procédés optiques Ce contrôle doit détecter toute forme ou dimension en dehors des tolérances.

3-Réduction du schéma établi en grandeur réelle, c'est à dire, à l'échelle 1.

4-Tirage du négatif de ce schéma.

5-Reproduction en plusieurs exemplaires du schéma relatif à un seul élément rayonnant.

6-Tirage du négatif du schéma correspondant au réseau.

7-Tirage du circuit imprimé constituant l'antenne réseau. Ces opérations sont les mêmes que pour le tirage d'un circuit imprimé classique.

8-Insertion des composants discrets tels que diodes ou autres dans le circuit imprimé.

9-Test des différentes caractéristiques de l'antenne prévues par la théorie.

3-CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DES ANTENNES PLAQUES:

Une antenne imprimée ou antenne plaque présente essentiellement les avantages suivants par rapport aux autres types d'antennes hyperfréquences [6]:

- *-Un faible encombrement et surtout une faible épaisseur, donc elle offre une bonne résistance au vent ce qui intéresse en particulier les stations mobiles;

- *-un faible poids;

- *-des possibilités de fabrication en grandes séries et à des coûts très réduits.

- *-un simple changement de la position des lignes de champ dans l'antenne permet d'avoir une polarisation rectiligne (horizontale-verticale), ou circulaire (gauche-droite);

- *-des possibilités d'intégration dans la structure de l'antenne de dispositifs modulaires tels que: déphaseurs, mélangeurs, diviseurs de puissance, modulateurs, atténuateurs, amplificateurs, oscillateurs...etc.

Malheureusement ce type d'antennes présente aussi quelques inconvénients dont essentiellement:

- *-Le principe de fonctionnement de ces antennes étant basé sur la résonance, leur bande passante est relativement étroite;

*-le rayonnement est généralement limité à une seule moitié de l'espace;

*-le gain est généralement limité;

*-la puissance émise est faible pour certaines applications;

*-le rendement est trop bas à cause des pertes dans le diélectrique.

4-DOMAINES D'UTILISATION:

Les avantages des antennes plaques l'emportent de loin sur leurs inconvénients et leur utilisation est sans cesse généralisée à plusieurs applications dont essentiellement:

*-La réception des télécommunications par satellites;

*-les radars et en particulier ceux basés sur l'effet Doppler (contrôle des vitesses des véhicules);

*-Commande et contrôle à distance des systèmes;

*-Applications biomédicales;

*-applications militaires.

Ce type d'antennes connaît sans cesse des développements et extension de ses utilisations

5- LES TECHNIQUES D'ANALYSE D'ANTENNE MICRORUBAN :

Il existe des méthodes d'analyses pouvant avoir la précision désirée, d'autres plus simples permettent de dégrossir le problème à moindre coût.

Ci dessous nous décrivons quelques unes d'entre elles:

*- LE MODELE DE LA TECHNIQUE DES FONCTIONS DE GREEN:

Cette technique permet d'analyser de façon précise les antennes plaques sans limitation de forme, de fréquence, ou de dimensions et en tenant compte des ondes de surfaces, de l'excitation et du couplage entre les structures voisines.

Cette technique est mathématiquement encombrante et ne conduit pas à une analyse simple.

*- LE MODELE DE LA GRILLE DE FILS:

AGRAWAL et BAILEY [7] ont remplacé la structure microruban par un réseau de fils entrelacés et ont calculé les courants sur les segments de fils en utilisant le théorème de la réaction de RICHMOND (1966). Lorsque les valeurs des courants sont connues, toutes les caractéristiques de l'antenne peuvent être obtenues.

La méthode donne d'excellents résultats si les fils sont suffisamment rapprochés, mais cela demande une grande mémoire de

stockage et un temps de calcul considérable ce qui va augmenter le coût de conception.

*- LE MODELE D'OUVERTURE RAYONNANTE:

JAMES et WILSON ont montré qu'un calcul par l'approche de l'ouverture peut être utilisé pour déterminer le diagramme de rayonnement d'une ligne microruban ouverte.

Cette méthode utilisant la relation du vecteur de KIRCHOFF est très précise si les champs des ouvertures sont connus exactement.

*- LES MODELES DE LA CAVITE:

Ils sont basés sur les courants magnétiques et utilisés pour des géométries où l'équation d'HELMHOLTZ a une solution analytique comme le disque, le rectangle, le triangle ou l'ellipse.

*-MODELE DE L'EXPANSION MODALE:

CARVER et COFFEY ont formulé pour les éléments microrubans des équations basées sur la technologie du développement modal.

Ce modèle, bien que similaire à celui de la cavité, en diffère par le fait que des conditions aux limites sont imposées pour les quatre parois rayonnantes. Cela implique qu'il faut considérer les effets des énergies externes accumulées et rayonnées comme des

admittances murales complexes.

*-MODELE DE LA TECHNIQUE DE SEGMENTATION:

Cette technique introduit une fonction de GREEN particulière définie comme la tension (intégrale du champ électrique) entre un pont arbitraire du conducteur supérieur et le plan de masse.

Cette tension est calculée en traitant l'antenne comme une cavité simple. Une antenne est alors décomposée en un nombre fini de figures élémentaires reliées par un certain nombre de connections idéales et on étudie l'ensemble avec les techniques d'analyse bidimensionnelle des structures planaires.

*-MODELE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION:

Tous les modèles décrits précédemment conduisent à un succès partiel dans l'estimation des performances des antennes microrubans et demandent des calculs considérables.

Le modèle de la ligne de transmission de MUNSON [8] et DERNERYD, conduit à des résultats adéquats pour plusieurs applications techniques et demande peu de temps de calcul. Il possède cet avantage du fait qu'il n'est applicable qu'aux géométries rectangulaires (ou carrées), cependant, l'analyse fournit une interprétation raisonnable du mécanisme de rayonnement et simultanément donne des expressions simples pour les

caractéristiques.

L'élément rayonnant microruban doit être traité comme une ligne résonnante sans variation transversale du champ. Pour toutes les facilités de calcul qu'il offre et pour le fait qu'on peut néanmoins traiter des formes quelconques, en les divisant en N lignes de transmission élémentaires, nous avons opté pour ce modèle pour notre étude.

C'est pourquoi il sera amplement explicité lors du prochain chapitre.

Chapitre II

PRESENTATION DE LA METHODE L.M.A

Il s'agit de déterminer les caractéristiques d'une antenne plaque microruban ayant un axe de symétrie par rapport à son point d'excitation. De plus, cet antenne plaque est associée à un directeur (élément parasite) possédant le même axe de symétrie.

L'antenne plaque et son directeur peuvent être avantageusement réalisés à l'aide de circuits imprimés empilés. Le rôle du directeur est d'élargir la bande passante de l'antenne et d'abaisser sa résistance de rayonnement. La méthode utilisée pour déterminer les caractéristiques générales du rayonnement est celle généralisée du modèle des lignes de transmission à perte fonctionnant en mode quasi TEM utilisé avec succès dans les cas d'antennes plaques de types carrés, rectangulaires ou circulaires.

CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE [1]:

On décompose la partie couplée en N tronçons élémentaires qui ont des résistances caractéristiques et des permittivités relatives différentes d'un tronçon à un autre comme l'indique la figure 2.

Chaque tronçon élémentaire a une longueur de $2b/N$, le point O est l'origine de l'axe OX .

Avec les ondes complexes incidentes V_i et V'_i réfléchies V_r et V'_r on écrit les conditions aux limites suivantes [1],[9]:

-Pour le directeur (D):

$$(V_i)_0 = (V_r)_0 \text{ en } X=0 \quad (\text{POINT O}) \quad (1)$$

$$(V_i)_N = (V_r)_N \text{ en } X=2b \quad (\text{POINT S}) \quad (2)$$

-Pour l'antenne plaque (A):

$$\frac{(V'_i)_N - (V'_r)_N}{(V'_i)_N + (V'_r)_N} = (Y_S)_r \text{ en } X=2b \quad (\text{POINT S}) \quad (3)$$

$(Y_S)_r$ est l'admittance réduite en (S) ramenée par la partie non couplée de l'antenne plaque avec:

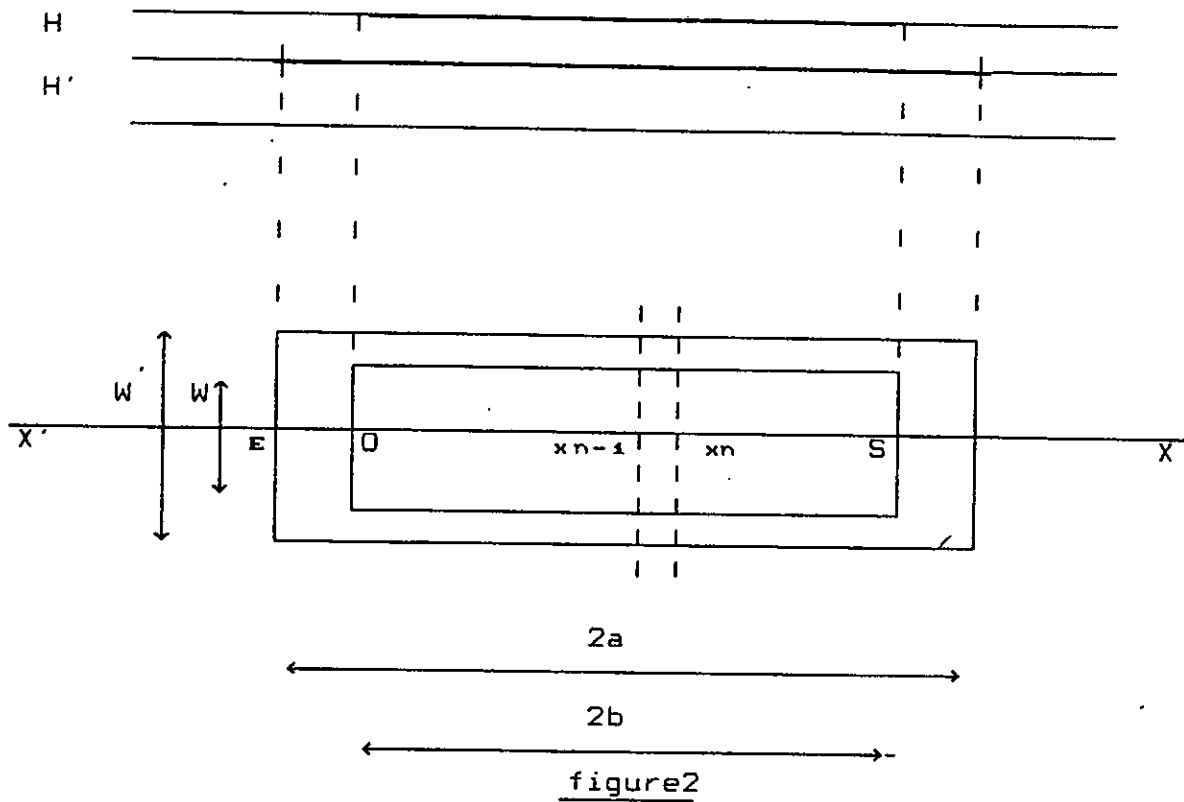
$$(Y_S)_r = Y_S \cdot \sqrt{R_N \cdot R'_N} \quad (4)$$

R_N et R'_N étant les résistances caractéristiques du $N^{\text{ème}}$ tronçon.

Par les lois de calcul de l'admittance ramenée on peut déterminer l'admittance au point s:

$$Y_{Sr} = \frac{\tanh \left[N (a-b) \frac{\theta'}{2b} \right]}{R'_n} \quad (5)$$

$(V_i)_0$ et $(V_r)_0$ respectivement ondes incidente et réfléchie au point O.



Nous écrivons la relation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} (V_i)_0 \\ (V_r)_0 \\ (V_i)_S \\ (V_r)_S \end{bmatrix} = [t_1] \cdot [t_2] \cdot \dots \cdot [t_n] \cdot \dots \cdot [t_N] \cdot \begin{bmatrix} (V_i)_N \\ (V_r)_N \\ (V_i)_Z \\ (V_r)_Z \end{bmatrix} \quad (6)$$

Où $[t_n]$ est la matrice 4 x 4 de transmission de la tranche (n) dont le milieu se trouve à l'abscisse:

$$X_n = 2b \cdot \frac{(2n-1)}{(2.N)} \quad (7)$$

Cette tranche étant bien sûr constituée de deux tronçons élémentaires superposés et couplés de largeurs W_n et W'_n .

Pour simplifier l'expression de la matrice de transmission nous poserons les coefficients suivants sans dimensions.

$$C_n = R_n \frac{b \cdot C_{12W}}{N} \quad d_n = \sqrt{\frac{R_n}{R'_n}} \quad C_n \cdot d_n = L_n$$

$$C'_n = R'_n \frac{b \cdot C_{12W}}{N} \quad D_n = \frac{1}{2} \left[d_n + \frac{1}{d_n} \right] \quad S_n = \frac{1}{2} \left[d_n - \frac{1}{d_n} \right] \quad (8)$$

$$L'_n = \frac{C'_n}{d_n} \quad M_n = C'_n \cdot d_n = \frac{C_n}{d_n}$$

avec :

$$R_n = \frac{R_0}{\sqrt{(\epsilon_e)_n}} \cdot F_n \quad (9)$$

et R_0 résistance du vide

$$F_n = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \text{Log}_e \left[\frac{8h}{W(n)} + 0.25 \frac{W(n)}{h} \right] & \text{si } W(n) \leq h \\ \left[\frac{W(n)}{h} + 1.393 + 0.667 \text{Log}_e \left[\frac{W(n)}{h} + 1.444 \right] \right]^{-1} & \text{si } W(n) \geq h \end{cases}$$

idem pour R_n .

La capacité de couplage est définie comme suit:

$$C_{12} = K \varepsilon_0 \sqrt{\frac{W(n).W'(n)}{h.h'} \varepsilon_r \varepsilon_r'} \quad (10)$$

où K est le coefficient de couplage.

APPROCHE DU COEFFICIENT DE COUPLAGE LINEIQUE [5] et [9]:

Cette approche donne une modélisation simple du coefficient de couplage entre la ligne constituée par le plan de masse et l'antenne et celle constituée par le directeur et l'antenne.

Le coefficient de couplage considéré dépend de deux facteurs fondamentaux: le premier est lié aux ouvertures qui assurent le couplage, le second répartit l'énergie incidente entre les deux lignes couplées.

$$K = \rho_g . k \quad (11)$$

k est le facteur de perte, on retrouve sa démonstration en

annexe A:

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + \sqrt{\frac{\epsilon_r'}{\epsilon_r} \cdot \frac{h \cdot W(n)}{h' \cdot W(n)}}}} \quad (12)$$

et ρ_g est le ratio d'ouverture global qui s'écrit :

$$\rho_g = \sqrt{\rho \cdot \rho'} \quad (13)$$

où ρ' , ρ sont respectivement les ratios d'ouverture de l'antenne plaque et du directeur, tels que :

$$\rho = \frac{s}{s + S} \quad (14)$$

Avec s : surface d'ouvertures
 S : surface métallique

de même pour ρ' .

Les coefficients de couplage pour antennes rectangulaire carrée et circulaire sont calculés dans l'annexe A.

Les constantes d'atténuations α_n et α'_n prenant en considération le rayonnement, s'écrivent:

$$\alpha_n = \frac{4\pi^3}{5} \frac{R_o}{R_n} \frac{h^2}{\lambda_o^3} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{en}}} + \frac{\pi}{\lambda_o} \sqrt{\epsilon_{en}} \left(\text{tg } \delta + \frac{ds}{h} \right) \quad (15)$$

$$\alpha'_n = \frac{4\pi^3}{5} \frac{R_o}{R'_n} \frac{h'^2}{\lambda_o^3} \frac{1}{\sqrt{\epsilon'_{en}}} + \frac{\pi}{\lambda_o} \sqrt{\epsilon'_{en}} \left(\text{tg } \delta' + \frac{ds'}{h} \right)$$

-1/2

ds (ou ds') : épaisseur de pénétration $ds = (\pi f \mu_o \sigma)^{-1/2}$
 $ds' = (\pi f \mu_o \sigma')^{-1/2}$

σ et σ' représentant respectivement les conductivités du métal du directeur et de l'antenne.

δ et δ' représente respectivement les angles de pertes dans les diélectriques du directeur et de l'antenne.

La permittivité relative équivalente $(\epsilon_o)_n$ est définie par:

$$(\epsilon_o)_n = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot G_n \quad (16)$$

Avec:

$$G_n = \begin{cases} \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W(n)} \right]^{-1/2} + 0.04 \left[1 - \frac{W(n)}{h} \right]^2 & \text{pour } \frac{W(n)}{h} \leq 1 \\ \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W(n)} \right]^{-1/2} & \text{pour } \frac{W(n)}{h} > 1 \end{cases}$$

De même pour la permittivité relative $(\epsilon'_o)_n$.

Sachant que

$$\theta_n = \left[\alpha_n + j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(\epsilon_e)_n} \right] \cdot \frac{2b}{N} \quad (17)$$

$$\theta'_n = \left[\alpha'_n + j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \right] \cdot \frac{2b}{N} \quad (17')$$

Nous obtenons une expression simplifiée de la matrice T:

$(1 + jC_n) \cosh \theta_n$	$jC_n \cosh \theta_n$	$-jC'_n \cosh \theta_n$	$-jC'_n \cosh \theta_n$
$+(D_n + jL_n) \sinh \theta_n$	$-(S_n - jL_n) \sinh \theta_n$	$-jM_n \sinh \theta_n$	$-jM_n \sinh \theta_n$
$-jC_n \cosh \theta_n$	$(1 - jC_n) \cosh \theta_n$	$jC'_n \cosh \theta_n$	$jC'_n \cosh \theta_n$
$+(S_n + jL_n) \sinh \theta_n$	$-(D_n - jL_n) \sinh \theta_n$	$-jM_n \sinh \theta_n$	$-jM_n \sinh \theta_n$
$-jC_n \cosh \theta'_n$	$-jC_n \cosh \theta'_n$	$(1 + jC'_n) \cosh \theta'_n$	$jC'_n \cosh \theta'_n$
$-jM_n \sinh \theta'_n$	$-jM_n \sinh \theta'_n$	$+(D_n + jL_n) \sinh \theta'_n$	$+(S_n + jL_n) \sinh \theta'_n$
$jC_n \cosh \theta'_n$	$jC_n \cosh \theta'_n$	$-jC'_n \cosh \theta'_n$	$(1 - jC'_n) \cosh \theta'_n$
$-jM_n \sinh \theta'_n$	$-jM_n \sinh \theta'_n$	$-(S_n - jL_n) \sinh \theta'_n$	$-(D_n - jL_n) \sinh \theta'_n$

En $X=0$ nous aurons l'admittance réduite en O.

Le secteur formé EO de l'antenne est assimilé à une ligne de transmission de longueur $(a-b)$ chargée en O par y_e

$$y_e = \frac{(V'_i)_o - (V'_r)_o}{(V'_i)_o + (V'_r)_o} = Y_e \sqrt{R_1 \cdot R'_1} \quad (18)$$

Avec R_1 et R'_1 résistances caractéristiques, respectivement de

l'antenne et du directeur, au premier tronçon.

En utilisant les conditions aux limites: (1), (2), (3), (18) et en choisissant le courant d'entrée $[(V'_i)_0 - (V'_r)_0] / \sqrt{R_1 \cdot R'_1}$ égal à un Ampère et à l'aide de la relation (6) nous obtenons huit équations à huit inconnues.

Connaissant Y_e et Y_s calculées auparavant, nous aurons l'admittance d'entrée Y_E de l'antenne au point E ($X=0$):

$$Y_E = Y_e + Y_s \quad (19)$$

Pour éviter des calculs supplémentaires, l'admittance Y_E est calculée directement en fonction du coefficient de réflexion Γ , ce qui nous donne:

$$Y_e = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \cdot [R_1 R'_1]^{-1/2} \quad (20)$$

puis Y_E qu'on transforme en impédance $Z_E = \frac{1}{Y_E}$

CALCUL DE LA BANDE PASSANTE DE L'ANTENNE.

Tous ces calculs nous permettent d'avoir l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. Après le tracé sur l'abaque de SMITH nous pouvons déduire la largeur de bande de cette antenne en déterminant l'intersection entre le tracé et le cercle de taux d'onde stationnaire (T.O.S) inférieur ou égal à deux

se traduit par une translation de la courbe dans l'abaque de SMITH vers la partie inductive.

ALIMENTATION PAR LIGNE MICRORUBAN:

Plusieurs modélisations ont été adoptées pour formaliser le dispositif d'alimentation de l'antenne, en l'occurrence en tenant compte de la discontinuité engendrée lors du passage de l'antenne à la ligne d'alimentation, car à cet instant il y a un saut brusque en largeur.

Cette discontinuité est modélisée par un circuit en T comportant deux inductances et une capacité (figure 3) données par les formules suivantes [11]:

$$\text{si } \epsilon_r \leq 10 \text{ et } 1.5 \leq \frac{w_1}{w_2} \leq 3.5$$

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} (\text{pf/m}) = (10.1 \text{ Log}_{10}(\epsilon_r) + 2.33) \frac{w_1}{w_2} - 12.6 \text{ Log}_{10}(\epsilon_r) - 3.17 \quad (25)$$

$$\text{si } 3.5 \leq \frac{w_1}{w_2} \leq 10$$

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} (\text{pf/m}) = 130 \text{ Log}_{10} \left(\frac{w_1}{w_2} \right) - 44 \quad (26)$$

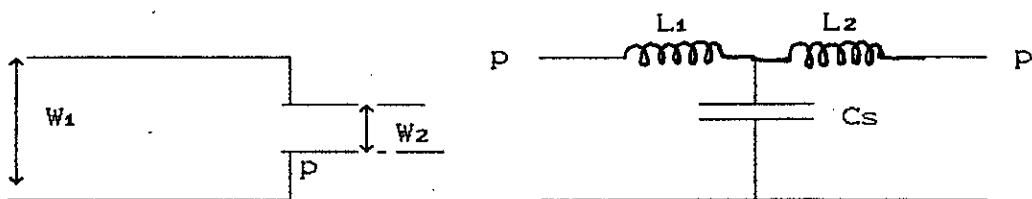


figure 3

$$\frac{Ls}{h} \text{ (mH/m)} = 40.5 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right) - 75 \log_{10} \left(\frac{1}{2} \right) + 0.2 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right) \quad (27)$$

$$L_{wm} = \frac{Z_{0m} \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (28)$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \quad (29)$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \quad (30)$$

L'antenne est alimentée par ligne microruban de largeur w_2 ; avec une impédance caractéristique Z_{0m} (voir son calcul dans l'annexe B). Dans ce cas, les parties réelle et imaginaire de l'antenne plaque sont modifiées par cette discontinuité.

Chapitre III

LE DECOUPAGE ANGULAIRE POUR ANTENNE CIRCULAIRE

Pour avoir une analyse fine, le nombre de découpage N doit être assez grand; au moins supérieur à 200. Malheureusement un nombre de découpage N élevé induit une durée de temps de calcul accrue, ainsi qu'une occupation mémoire plus grande.

Pour pallier à ces deux inconvénients, on a introduit un autre type de découpage: Le découpage angulaire.

LE DECOUPAGE ANGULAIRE:

Pour avoir, dans le cas des antennes plaques microrubans circulaires, un découpage donnant une précision du même ordre au niveau de chaque tronçon, il serait préférable de choisir des tronçons dont la longueur $\Delta X(n)$ varie lentement quand leur largeur $W(n)$ varie vite et vice versa.

Pour cela on considère le pas angulaire (voir figure 4)

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{N} \quad (31)$$

N est le nombre de découpage.

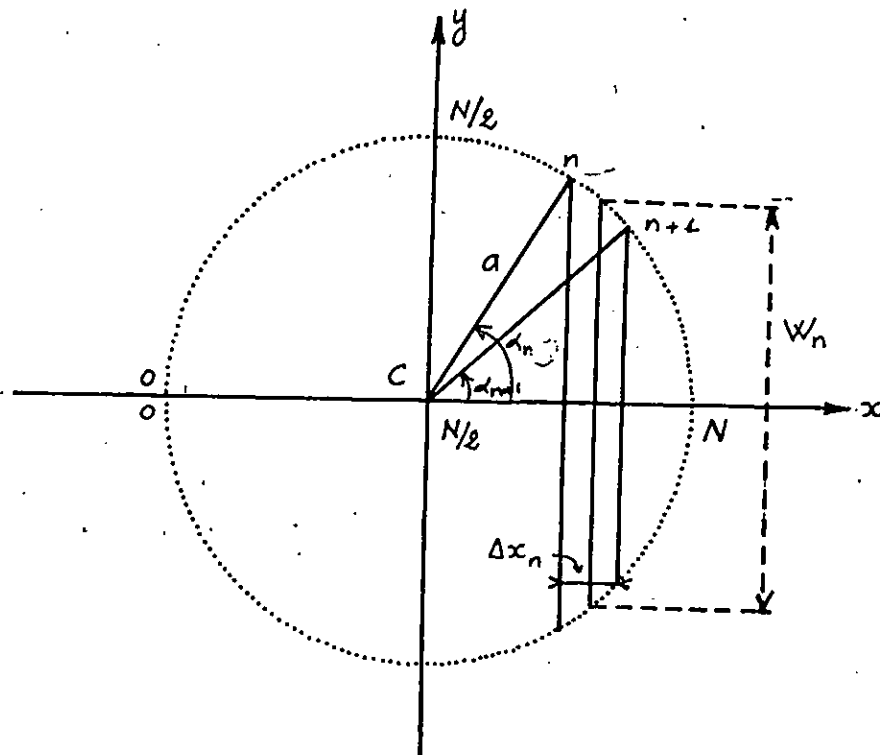


figure 4: DECOUPAGE ANGULAIRE POUR ANTENNE CIRCULAIRE

$$\alpha(0) = \pi - 0 \cdot \Delta\alpha$$

$$\alpha(1) = \pi - 1 \cdot \Delta\alpha$$

$$\alpha(N/2) = \pi - \frac{N}{2} \cdot \Delta\alpha$$

$$\alpha(N) = \pi - N \cdot \Delta\alpha$$

En déduit la formule générale de $\alpha(n)$:

$$\alpha(n) = (N - n) \cdot \Delta\alpha \quad \text{pour } 0 \leq n \leq N \quad (32)$$

Le déplacement le long de l'antenne devient:

$$X'(n) = a \left[1 + \frac{\cos(\alpha(n-1)) + \cos(\alpha(n))}{2} \right] \quad \text{pour } 1 \leq n \leq N \quad (33)$$

Les longueurs des tronçons sont égales:

$$\Delta X'(n) = a \left[\cos(\alpha(n)) - \cos(\alpha(n-1)) \right] \quad \text{pour } 1 \leq n \leq N \quad (34)$$

Et les largeurs des tronçons sont égales:

$$W'(n) = 2 \cdot \sqrt{a^2 - (a - X'(n))^2} \quad \text{pour } 1 \leq n \leq N \quad (35)$$

Les exposants de transfert $\theta'(n)$ deviennent:

$$\theta'(n) = \left[\alpha'(n) + j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(\epsilon e)'}_n \right] \cdot \Delta X'(n) \quad \text{pour } 1 \leq n \leq N \quad (36)$$

Pour une antenne munie d'un directeur circulaire le découpage angulaire est commandé par le directeur possédant le plus petit rayon. Dans ce cas les résistances caractéristiques R_n et R'_n de la tranche n ne changent pas et les coefficients sans dimensions s'écrivent:

$$C_n = R_n \cdot C_{12} \cdot \Delta X(n) \cdot \omega/2 \quad d_n = \sqrt{R_n/R'_n} \quad C'_n = R'_n \cdot C_{12} \cdot \Delta X(n) \cdot \omega/2 \quad (37)$$

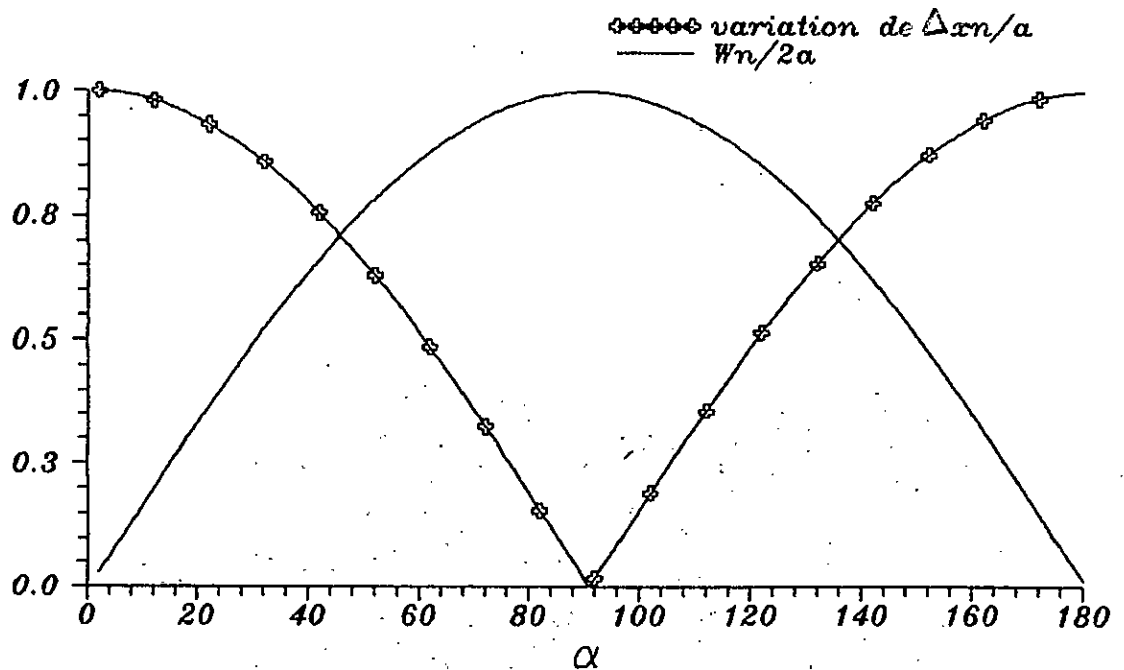
et on remplace dans les expressions de déplacement et des longueurs des tronçons (33) et (34) le rayon de l'antenne (a) par

celui du directeur (b). Les largeurs des tronçons $W(n)$ et les exposants de transfert $\theta(n)$ du directeur s'écrivent:

$$W(n) = 2 \sqrt{b^2 - (b - X(n))^2} \quad \text{pour } 1 \leq n \leq N \quad (38)$$

$$\theta(n) = \left[\alpha(n) + j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(\epsilon\epsilon)_n} \right] \cdot \Delta X(n) \quad \text{pour } 1 \leq n \leq N \quad (39)$$

Pour distinguer l'efficacité du découpage angulaire nous avons tracé $W(n)/2a$ et la variation de $\Delta X(n)$ d'une antenne circulaire sans directeur de rayon a en fonction du déplacement angulaire α (graphe 1).



graphe 1: $W(n)$ et la variation de $\Delta X(n)$ en fonction de α

Aux extrémités de l'axe principal de l'antenne, on a des largeurs de tronçons $W(n)$ minimales à variations rapides; par contre elles sont maximales et à variations lentes en se rapprochant du centre.

Le découpage angulaire nous permet d'avoir une variation de longueurs de tronçons maximale aux extrémités et minimale au centre.

Ceci nous permet d'avoir une régularité de répartition de la précision sur chaque tronçon.

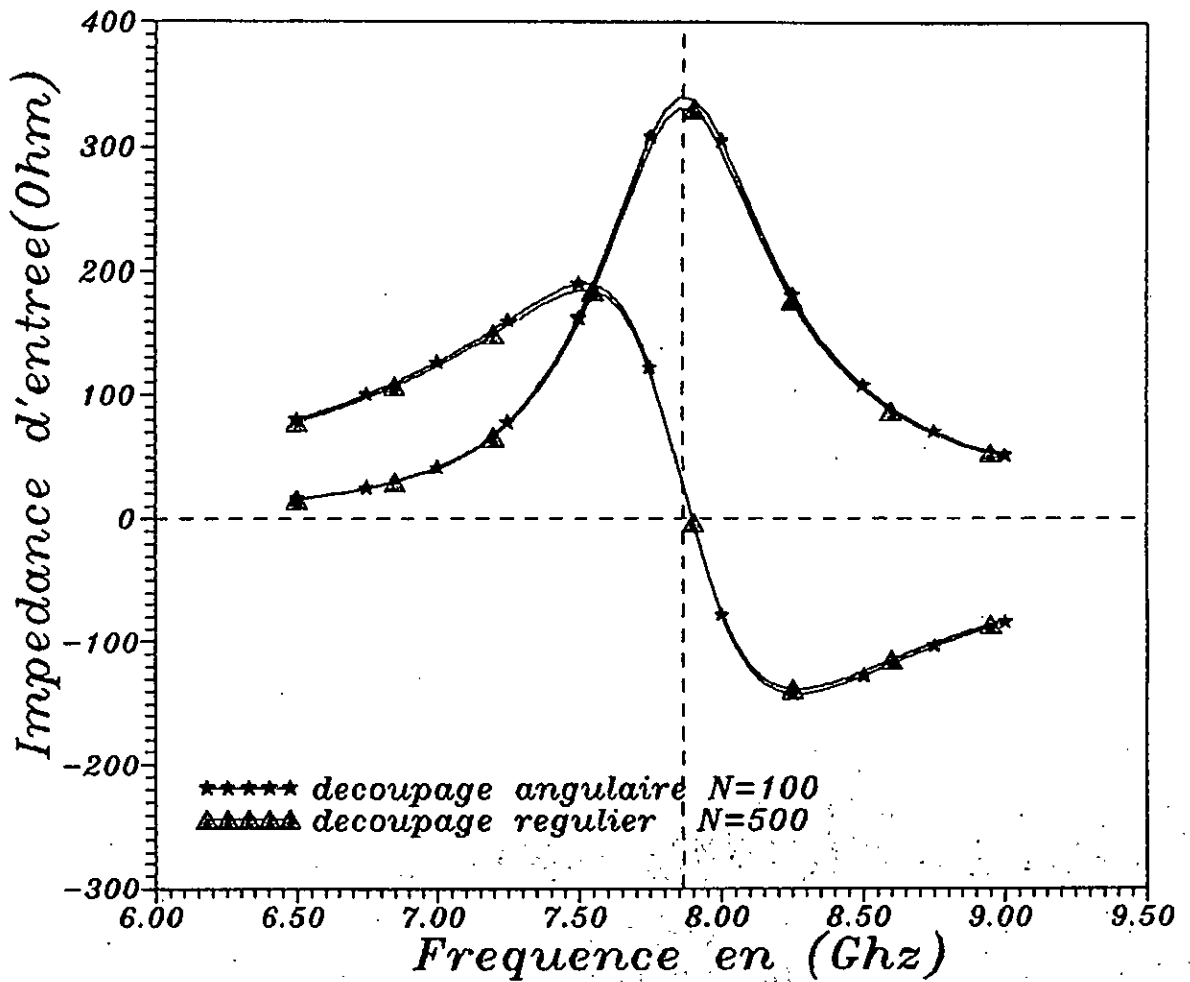
Pour vérifier cette efficacité, nous avons fait les manipulations suivantes:

COMPARAISON DES RESULTATS:

A-ANTENNE SANS DIRECTEUR:

En premier lieu nous avons calculé l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence avec les deux types de découpage pour une antenne circulaire sans directeur (graphe 2), de rayon $a=6.84\text{mm}$, d'épaisseur $h=1.6\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r=2.17$. L'alimentation se fait par une ligne microruban d'épaisseur et de permittivité égales à celles de l'antenne possédant une largeur $W_m=4.95\text{mm}$ pour une impédance caractéristique $Z_0=50\text{ Ohms}$ (voir annexe B). Cette largeur est égale à la largeur du douzième tronçon, calculée pour le découpage angulaire ($N=100$) et à celle du dix-huitième tronçon calculée pour le découpage régulier ($N=500$).

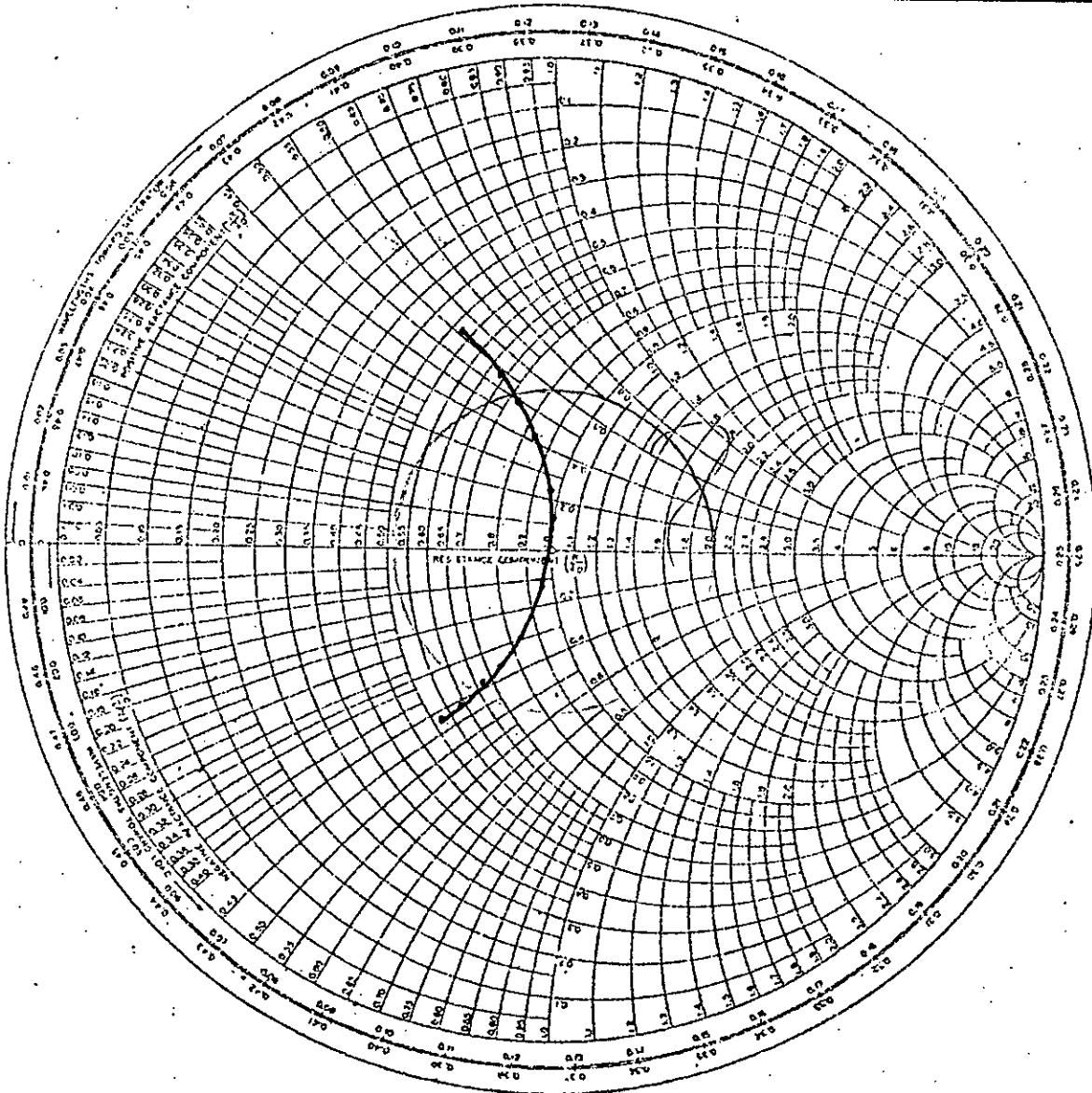
Calcul de l'impédance d'entrée d'une antenne circulaire sans directeur attaquée par ligne microruban



$a=6.84\text{mm}$ $h=1.6\text{mm}$ $\epsilon_r=2.17$ $f_r=7.88\text{GHz}$

GRAPHE 2

ABaque 1: IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE SANS DIRECTEUR ATTAQUEE PAR LIGNE MICRORUBAN



$a=6.84\text{mm}$ $h=1.6\text{mm}$ $\epsilon_r=2.17$ $f_r=7.88\text{GHz}$
 $f_m=7.63\text{GHz}$ $f_M=8.18\text{GHz}$ $BP=6.95 \%$

Les principales caractéristiques de l'antenne isolée pour les deux types de découpage sont reportées dans le tableau I.

type de découpage	N	(RE) _M	(XE) _M	f _r	f _m	f _M	Z ₀	BP %
Régulier	500	330.2	39.56	7.88	7.63	8.18	328	6.95
Angulaire	100	338	40.3	7.88	7.63	8.18	338	6.95

N: est le nombre de découpage.

TABLEAU I

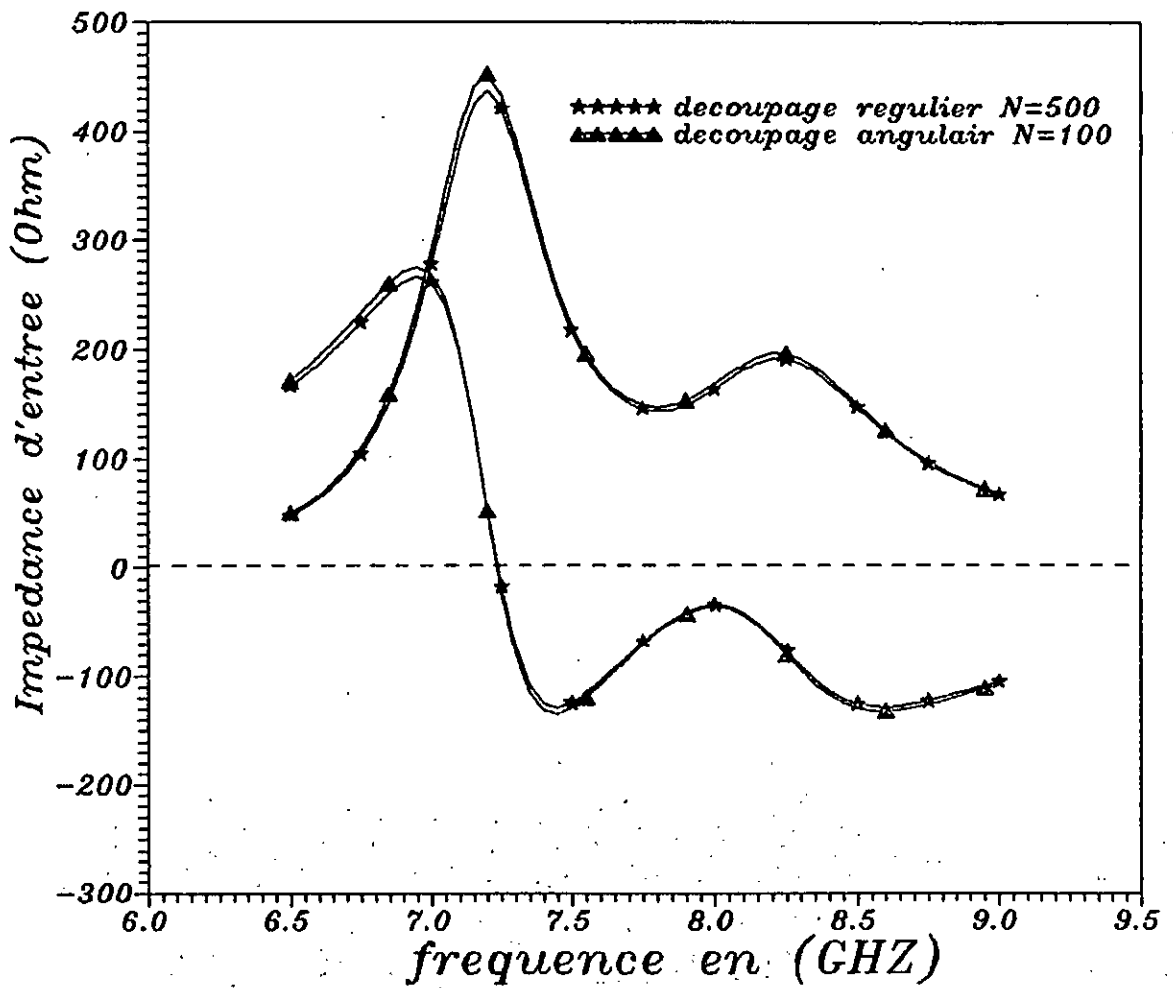
On remarque que l'impédance d'entrée maximale $Z_e = R_e + jX_e$ calculée par le découpage angulaire (N=100) est légèrement plus grande que celle déterminée par le découpage régulier (N=500), tandis que la fréquence de résonance et la bande passante restent inchangées pour les deux types de découpage. Ceci est confirmé par le tracé du graphe 2 et l'abaque 1.

B-ANTENNE MUNIE D'UN DIRECTEUR:

En second lieu, nous avons repris la même antenne et nous lui avons rajouté un directeur circulaire de rayon $b=6.45\text{mm}$, d'épaisseur et de permittivité égales à celles de l'antenne.

De même, nous avons calculé l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence (Graphe 3) et les principales caractéristiques (tableau II) de l'antenne avec directeur pour les deux types de découpage.

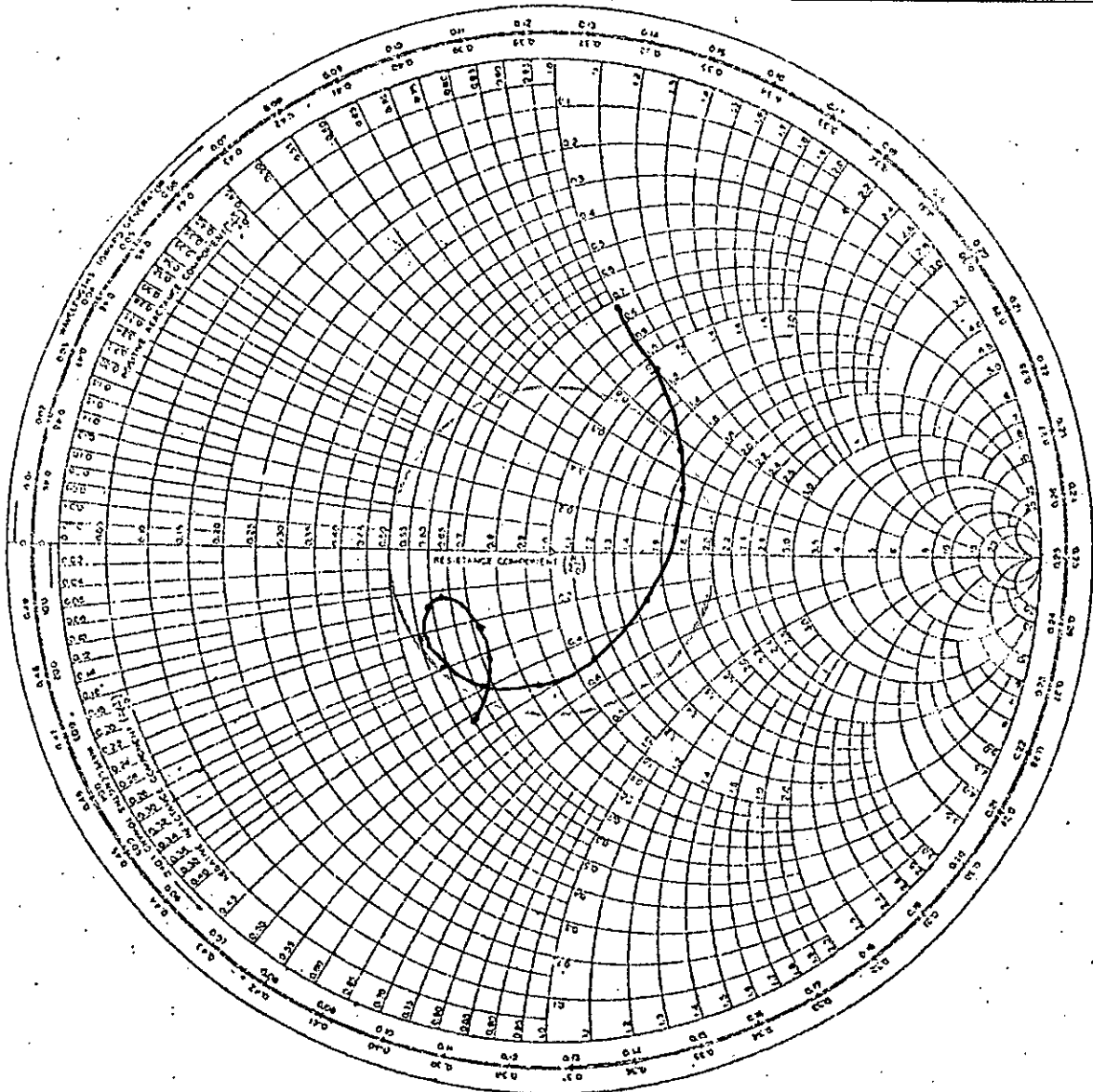
Calcul de l'impédance d'entrée d'une antenne circulaire
munie d'un directeur circulaire



$a=6.84\text{mm}$ $b=6.45\text{mm}$ $h=h'=1.6\text{mm}$ $\epsilon_r=\epsilon_r'=2.17$
 $ck=0.2$ $Rm1=453.0\text{ohm}$ $Rm2=192.0\text{ohm}$

GRAPHE 3

**ABAQUE 2: IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE
AVEC DIRECTEUR CIRCULAIRE**



$a=6.84\text{mm}$ $B=6.45\text{mm}$ $h'=h=1.6\text{mm}$ $Er'=Er=2.17$
 $f_m=7.1\text{GHz}$ $f_M=8.4\text{GHz}$ $BP=16.7\%$ $Ck=0.2$

Tableau II : Influence du type de découpage et du coefficient de couplage sur l'impédance d'entrée Z_E de l'antenne plaque avec directeur

Dans ce tableau, on donne le maximum et le minimum de R_E et X_E , qui sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée Z_E pour les deux types de découpage et de coefficient de couplage k (coefficient de la capacité de couplage C_k), dans le cas d'une antenne avec $a = 6,84 \text{ mm}$, $b = 6,45 \text{ mm}$, $h = h' = 1,6 \text{ mm}$ et $\epsilon_r = \epsilon'_r = 2,17$. La colonne à droite de chaque grandeur donne la fréquence à laquelle l'effet se produit. f_{r1} et f_{r2} sont les fréquences de résonance quand $X_E = 0$.

Type de découpage	N	K	$(X_E)_{M_1}$	f_{XM1}	$(R_E)_{M_1}$	f_{RM1}	$(X_E)_{m_1}$	f_{Xm1}	$(R_E)_{m_1}$	f_{Rm1}	$(X_E)_{M_2}$	f_{XM2}	$(R_E)_{M_2}$	f_{RM2}	$(X_E)_{m_2}$	f_{Xm2}	f_{r1}	f_{r2}	BP%
Régulier	500	0,2	266,2	6,95	438,4	7,2	-128,8	7,45	143,6	7,8	-33,9	8	191,8	8,25	-128,4	8,6	7,205	-	16,7
Angulaire	100	0,2	274,9	6,95	452,9	7,2	-133,9	7,45	147,2	7,8	-35,6	8	196,4	8,25	-131,7	8,6	7,205	-	16,7
Angulaire	100	0,12*	282,4	7,15	479,7	7,45	-149	7,75	190	8,05	-145	8,55	191,2	8,10	-	-	7,505	-	12,7

* : Coefficient de couplage moyen .

Toutes les fréquences $f_{XM1}, f_{RM1}, f_{XM2}, f_{RM2}$ et f_r sont identiques pour les deux types de découpage. On note une légère augmentation en valeur absolue des impédances d'entrée pour le découpage angulaire, ceci se traduit par une élévation de cette courbe dans le graphe 2 sur celle du découpage régulier. La bande passante est déterminée à partir du tracé des deux courbes sur l'abaque de SMITH (Abaque 2) pour un T.O.S égal à deux. On remarque qu'elle reste inchangée pour les deux types de découpage.

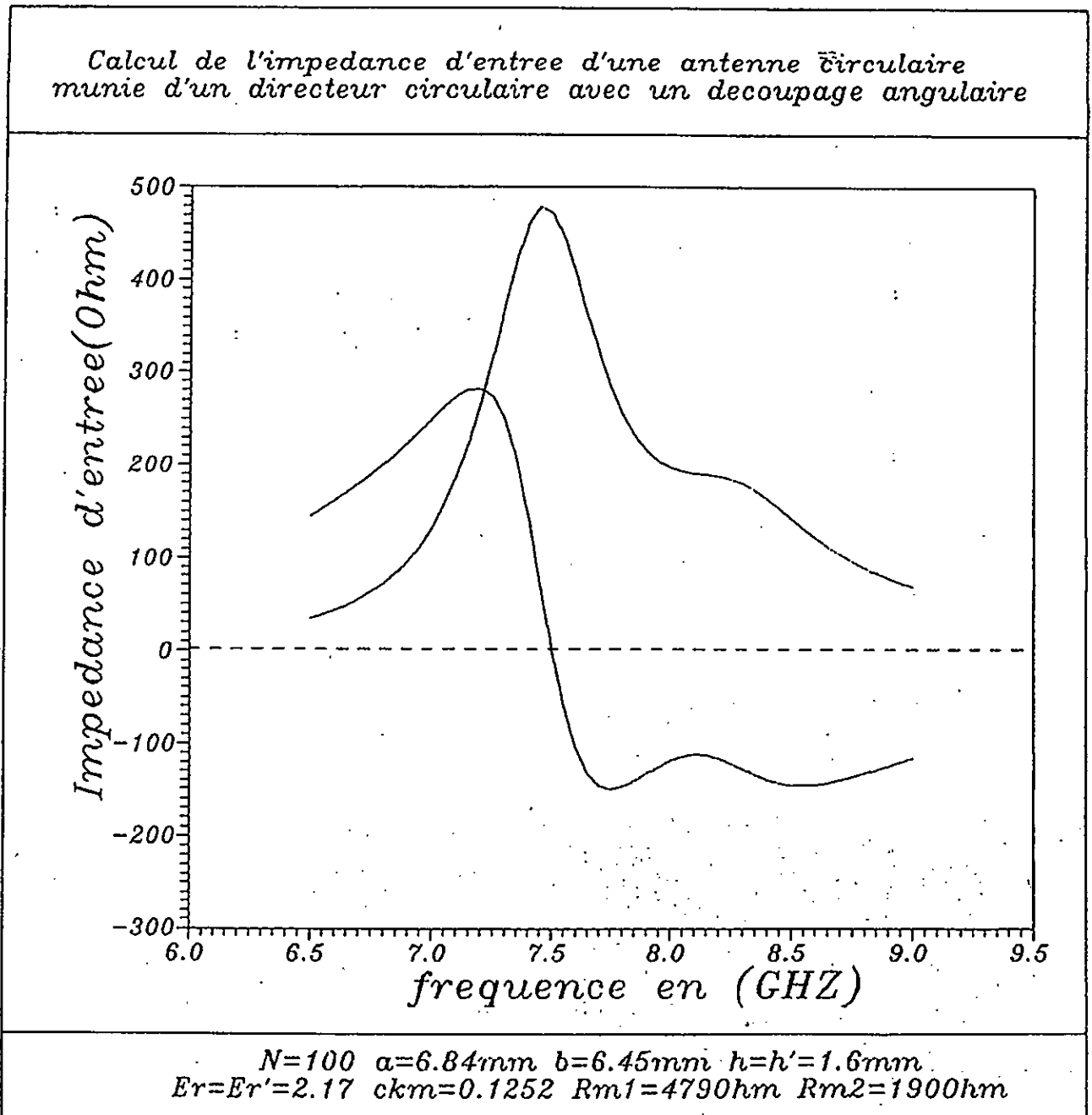
Les résultats obtenus pour les deux manipulations montrent que pour un découpage angulaire cinq fois moindre que celui d'un découpage régulier on obtient des résultats similaires.

INTRODUCTION DU COEFFICIENT DE COUPLAGE LINEIQUE:

Pour voir l'effet du coefficient de couplage linéique on a introduit ce paramètre dans le calcul de l'impédance d'entrée de l'antenne circulaire avec directeur (Graphe 4).

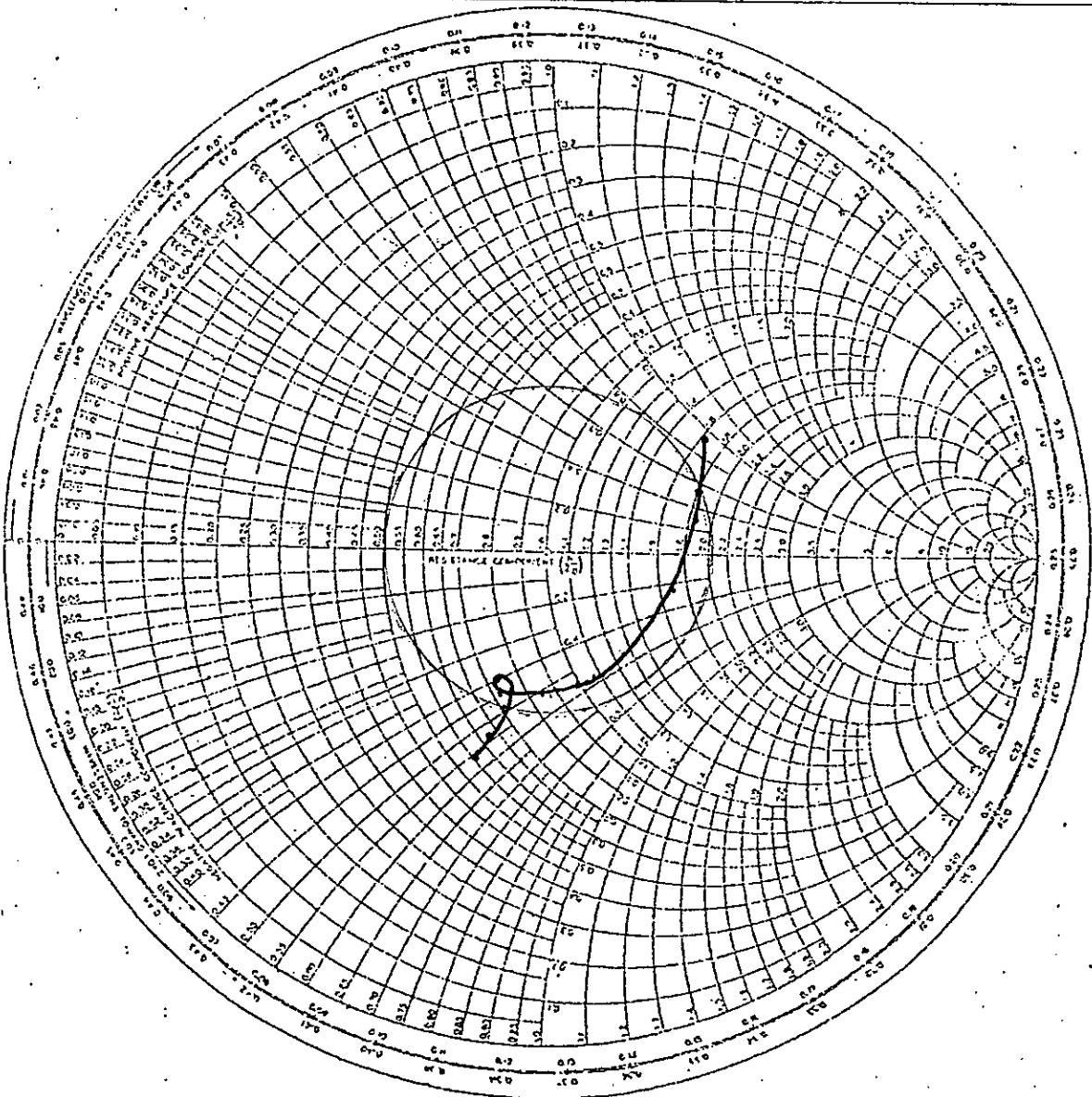
A partir du graphe 4, on a déduit les différentes caractéristiques de l'antenne et complété le tableau II pour le coefficient de couplage linéique.

On remarque que le premier maximum de l'impédance d'entrée $(Z_E)_{M1} = (R_E)_{M1} + j(X_E)_{M1}$ se produit décalé de 0.25 Ghz par rapport à celui calculé par un coefficient de couplage fixe ($k = 0.2$).



GRAPHE 4

**ABaque 3: IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE
AVEC DIRECTEUR CIRCULAIRE**



$a=6.84\text{mm}$ $B=6.45\text{mm}$ $h'=h=1.6\text{mm}$ $\epsilon_r'=\epsilon_r=2.17$
 $f_m=7.35\text{GHz}$ $f_M=8.35\text{GHz}$ $BP=112.7\%$ $C_{km}=0.1252$

On note l'absence du deuxième maximum $(Re)_{M2}$ et que la susceptance $(Xe)_{M2}$ est trois fois plus faible que celles calculées pour un coefficient de couplage fixe.

La susceptance $(Xe)_{M2}$ est négative, par conséquent elle est capacitive et la boucle dans l'abaque de SMITH ne coupe pas l'axe des impédances réelles. Il y a donc absence de la deuxième fréquence de résonance fr_2 , et le point adaptant (1,0) reste en dehors de la boucle (voir Abaque 3). Ceci est dû à un coefficient de couplage inférieur à 0.19 (voir annexe D de [1]).

Sur l'abaque de SMITH (Abaque 3), les tracés des impédances d'entrée calculées par des coefficients de couplage linéique et fixe, montrent que dans le cas du coefficient de couplage linéique, la courbe descend un peu plus dans la partie négative (Capacitive) et que la boucle est beaucoup plus réduite, par conséquent la bande passante est plus faible.

la fréquence moyenne $\bar{f} = (f_{RM1} + f_{RM2})/2$ étant égal à 7.77 Ghz donc le critère de localisation du point double dans l'abaque de SMITH [5] est vérifié. On a bien:

$$f_{RM1} = 7.456 \text{Ghz} < \bar{f} = 7.77 \text{Ghz} < f_{RM1} = 8.05 \text{Ghz} < f_{RM2} = 8.1 \text{Ghz}$$

f_{RM1} est la première fréquence antirésonance de l'antenne.

Chapitre IV

ETUDE DE QUELQUES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES
 CARREES ET RECTANGULAIRES

Dans cette section nous allons étudier l'effet des éléments parasites (directeur, couche d'air) sur les caractéristiques de l'antenne (bande passante, fréquence de résonance...); de plus nous allons voir la validité de notre modèle en H/λ pour des structures carrées et rectangulaires.

Nous allons d'abord adapter la méthode des lignes de transmission couplé à ses structures.

Dans ce cas le découpage n'est pas nécessaire, car tous les tronçons sont identiques. Par conséquent les impédances caractéristiques et les perméтивités effectives sont constantes ainsi le temps d'exécution et l'espace mémoire seront minimaux.

A-CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE

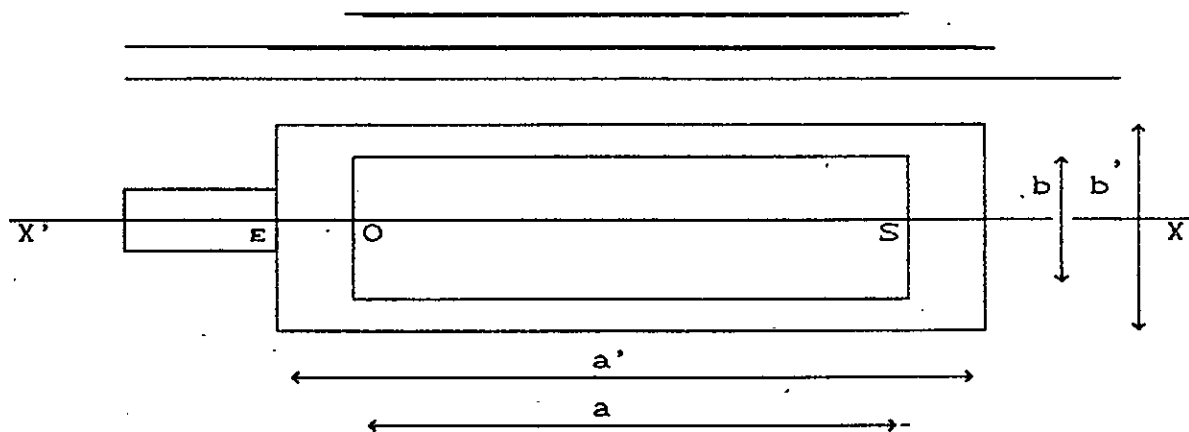


Figure 5

D'après (5) on déduit y_s qui est l'admittance ramenée par le tronçon de longueur $\frac{a'-a}{2}$ et de largeur b' , on aura:

$$Y_s = \operatorname{tgh} \left[\frac{\theta'}{a} \frac{a'-a}{2} \right] \quad (40)$$

l'admittance ramenée au point O étant exprimée par (18), et on aura l'admittance d'entrée Y_E d'après (20), les exposants de transferts pour l'antenne et le directeur deviennent:

$$\theta' = (\alpha' + j 2 \pi \sqrt{\epsilon \epsilon'}) A \quad (41)$$

$$\theta = (\alpha + j 2 \pi \sqrt{\epsilon \epsilon}) A \quad (42)$$

avec $A = a/\lambda_0$, et les constantes de la matrice de transmissions s'écrivent:

$$\begin{aligned} C &= R \cdot a \cdot c_{12} \cdot \omega & C' &= R' \cdot \frac{a}{2} \cdot c_{12} \cdot \omega \\ d &= (R/R')^{1/2} & S &= 1/2(d-1/d) & D &= 1/2(d+1/d) & (43) \\ L &= C \cdot d & L' &= C'/d & M &= c' \cdot d = c/d \end{aligned}$$

l'expression de la capacité mutuelle linéique c_{12} se trouvera simplifiée, on aura au lieu de (10)

$$c_{12} = k \epsilon_0 \sqrt{\frac{bb' \epsilon_r \epsilon_r'}{hh'}} \quad (44)$$

k est le coefficient de couplage calculé dans l'annexe A et donné par la formule suivante: (45)

Tout d'abord on a calculé le coefficient de réflexion à l'entrée en fonction de la fréquence d'une antenne rectangulaire sans directeur de longueur $a=10\text{mm}$, de largeur $b=15\text{mm}$, d'épaisseur $h=0,752\text{mm}$ et de permittivité relative $\epsilon_r=2,17$. La bande passante est calculée pour un IOS (taux d'onde stationnaires) égal à deux c'est à dire un coefficient de réflexion égal à -9,54 dB (graphes B) et la fréquence de résonance est déterminée pour la valeur maximale de la partie réelle de

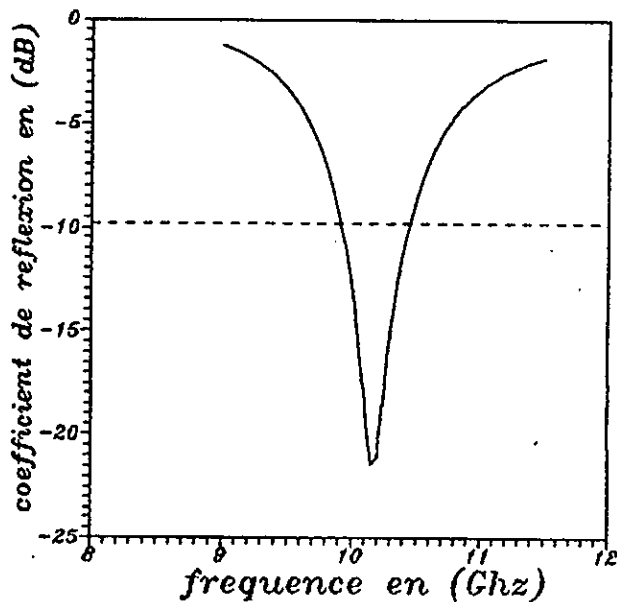
Pour voir la position de notre méthode (L.M.A) vis à vis des valeurs expérimentales, théoriques et celles données par des méthodes plus laborieuses telle que la méthode des moments. Nous avons comparé les résultats donnés pour une antenne sans directeur par les articles [3], [12] avec celles obtenues par notre programme, ceci est explicité par la suite.

$$T = \begin{bmatrix} \exp(\theta') & 0 \\ 0 & \exp(-\theta') \end{bmatrix} \quad (46)$$

Dans le cas d'une antenne sans directeur la matrice de transmission se réduit à sa diagonale principale. Pour une antenne carrée on pose $a'=b'$ et $a=b$.

$$K = \begin{bmatrix} 1 + \frac{\epsilon_r \lambda^2}{h^2 b^2} & \frac{\epsilon_r \lambda^2}{h^2 b^2} \\ \frac{\epsilon_r \lambda^2}{h^2 b^2} & 1 + \frac{\epsilon_r \lambda^2}{(a'+b')^2 h^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a' \cdot b' \\ 1 + \frac{\epsilon_r \lambda^2}{(b+b')^2 h^2} + \frac{\epsilon_r \lambda^2}{(a'-a')^2 h^2} + \frac{\epsilon_r \lambda^2}{(b'-b')^2 h^2} \end{bmatrix} \frac{ab + a' \cdot b'}{1 + \frac{\epsilon_r \lambda^2}{(b+b')^2 h^2} + \frac{\epsilon_r \lambda^2}{(a'-a')^2 h^2} + \frac{\epsilon_r \lambda^2}{(b'-b')^2 h^2}}$$

l'impédance d'entrée Y_e c'est à dire la valeur minimal du coefficient de reflexion (graphe 5).



GRAPHE 5: COEFFICIENT DE REFLEXION A L'ENTREE D'UNE ANTENNE RECTANGULAIRE

Wm
 $a'=6.4\text{mm}$, $b'=15\text{mm}$, $h'=0.762\text{mm}$
 $\epsilon_r=2.17$, $f_m=9.905\text{GHz}$, $f_M=10.455\text{GHz}$
 $f_r=10.16\text{GHz}$, $BP=5.4\%$
 $Z_0=100\text{ Ohm}$

Les résultats obtenus par notre programme et ceux donnés par l'article [3] sont résumé dans le tableaux ci dessous.

	méthode des moments	notre programme	expérimentals
BPC(%)	4.7	5.40	3.1
$f_r(\text{GHz})$	9.52	10.16	9.80

TABLAU III

De même nous avons refait la même manipulation (graphe 6) mais en prenant une antenne carré de coté $a'=6.4\text{mm}$, d'épaisseur $h'=0.8\text{mm}$ et de permittivité relative $\epsilon_r'=2.55$. dans le tableaux ci dessous nous avons reporté la fréquence de résonance et la bande passante données par l'article [12] et celles donner par notre programme.

	Dubost [12]	notre programme	théorique(*)
BPC(%)	4.46	4.58	4.56
fr(Ghz)	14.75	14.36	13.06

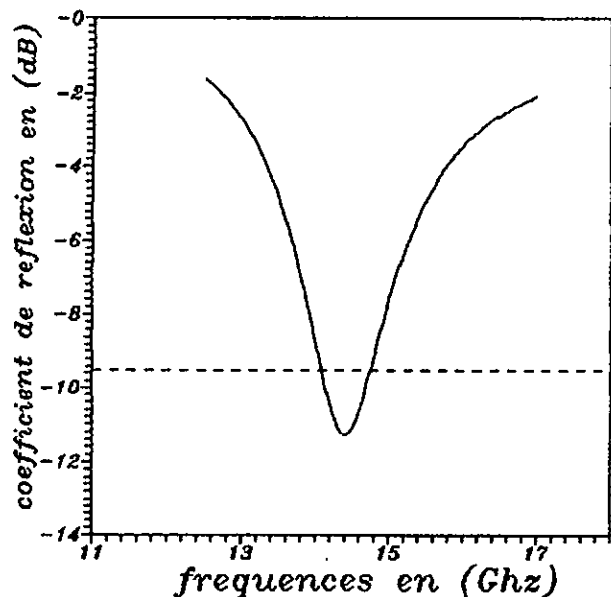
TABLAU IV

*: Les valeurs théoriques de la bande passante et la fréquence de résonance pour antenne carré s'écrivent [12]:

$$BPC(\%) = \frac{100.4.\pi^2.a'.h'}{\sqrt{2.\epsilon_r\epsilon_r'} . 5.\lambda_0^2}$$

$$f_r = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon_r\epsilon_r'} . (a'+2\Delta)}$$

$$\Delta = 0.412.h' \frac{(\epsilon_r\epsilon_r'+0.3)(a'/h'+0.26)}{(\epsilon_r\epsilon_r'-0.26)(a'/h'+0.81)}$$



GRAPHE 6: COEFFICIENT DE REFLEXION A L'ENTREE D'UNE ANTENNE CARRE

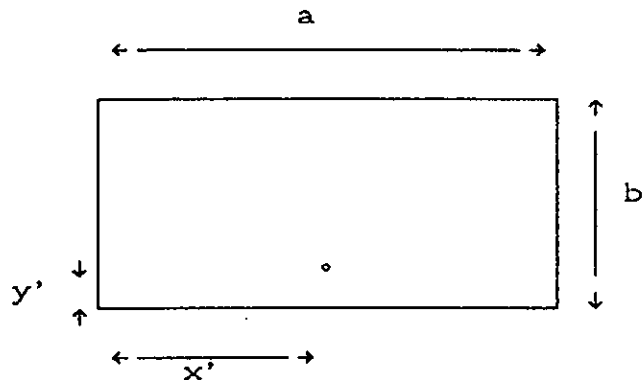
$a'=6.4\text{mm}$, $h'=0.8\text{mm}$, $\epsilon_r=2.55$
 $f_m=14.08\text{GHz}$, $f_M=14.74\text{GHz}$
 $f_r=14.365\text{GHz}$, $BP=4.58\%$
 $Z_0=100\ \text{Ohm}$

Les valeurs déterminés par notre programme pour antennes sans directeur donnent une bonne approximation sur la bande passante reste le décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences, dûe aux effets de bords qui ne sont pas considérés dans nos programmes.

LA VALIDITE DE LA METHODE L. M. A EN H/λ

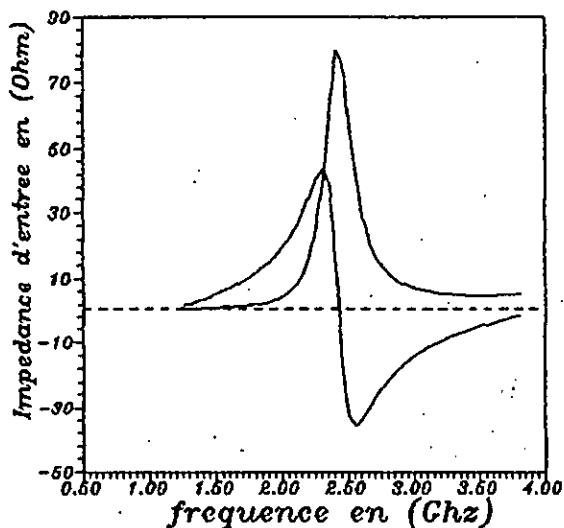
Pour étudier l'influence de H/λ sur la fréquence de résonance, nous avons pris le cas d'une antenne fabriquée en polytétrafluoroéthylène (PTFE), qui a un angle de perte de l'ordre de 0.0015, une caractéristique diélectrique $\epsilon_r=2.33$. L'antenne est attaquée par câble coaxial SMA (le diamètre de la sonde est $\phi=1.3\text{mm}$). Le point d'attaque se situe aux coordonnées $x'=a/2$,

$y'=1.5\text{mm}$ et $z=0$. Le tout est placé sur un plan de masse de dimension $10\text{cm} \times 10\text{cm}$ [4].



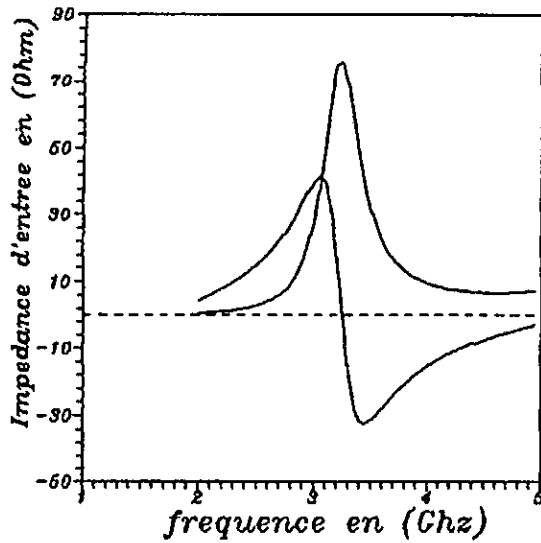
A partir du calcul des impédances d'entrée en fonction de la fréquence pour un jeu de onze antennes (graphes 7-8), on a déterminé les fréquences de résonances correspondante.

Dans le graphe 7 on a fixé l'épaisseur et on a fait varier les dimensions de l'antenne (antennes I,II,...,IX), tandis que dans le graphe 8 on a fait varier l'épaisseur on gardant les mêmes dimensions (antennes X,V,XI).

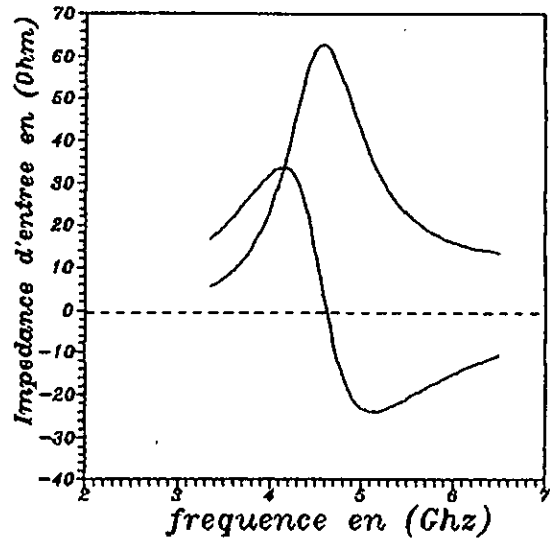


GRAPHE 7: INFLUENCE DES DIMENSION DE L'ANTENNE SUR LA FREQUENCE DE RESONNANCE

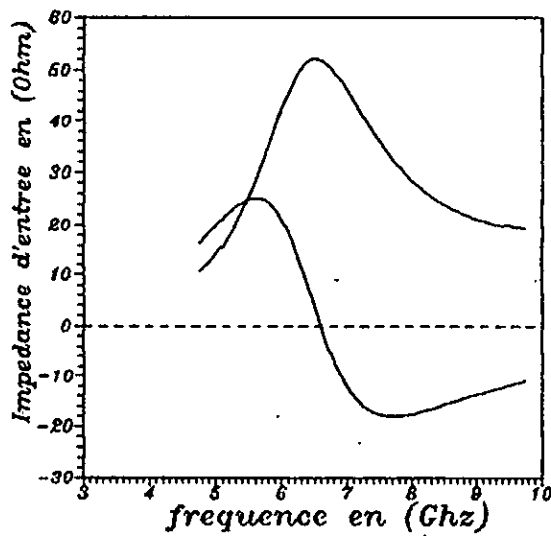
l : $a=57\text{mm}$, $b=38\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$
 $\epsilon_r=2.33$, $f_r=2.41\text{Ghz}$, $h/\lambda = 0.037$



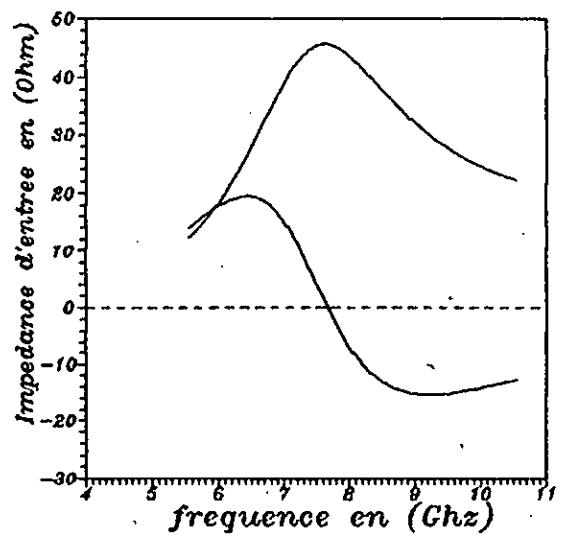
II : $a=45.5\text{mm}$, $b=30.5\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$
 $\epsilon_r=2.33$, $F_r=3.20\text{Ghz}$, $h/\lambda = 0.047$



III : $a=29.5\text{mm}$, $b=19.5\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$
 $\epsilon_r=2.33$, $F_r=4.6\text{Ghz}$, $h/\lambda = 0.068$

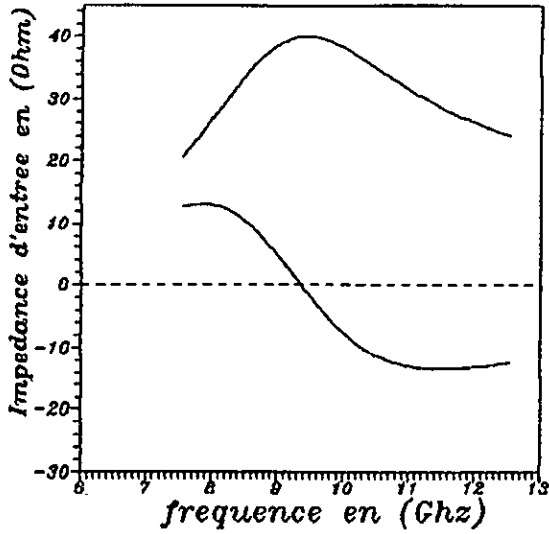


IV : $a=19.5\text{mm}$, $b=13\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$
 $\epsilon_r=2.33$, $F_r=6.50\text{Ghz}$, $h/\lambda = 0.094$

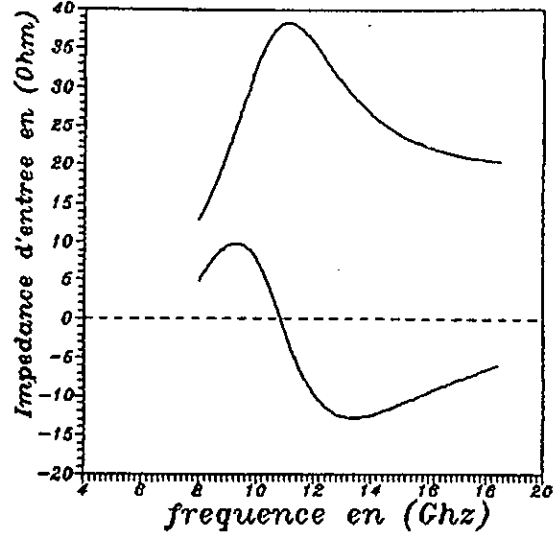


V : $a=17\text{mm}$, $b=11\text{mm}$, $h=3.175\text{mm}$
 $\epsilon_r=2.33$, $F_r=7.61\text{Ghz}$, $h/\lambda = 0.110$

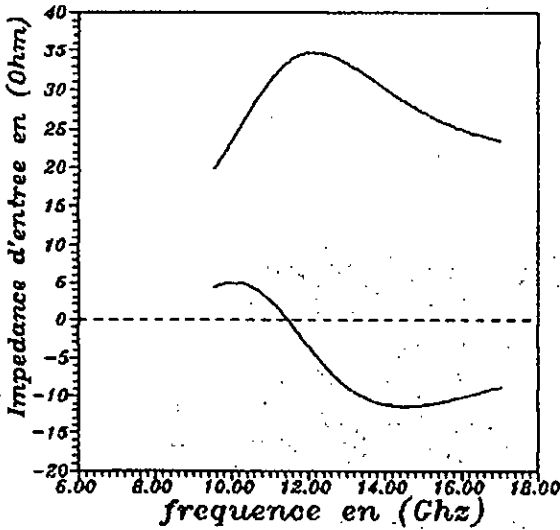
Graph 7: Influence des dimensions de l'antenne
 sur la fréquence de résonnance



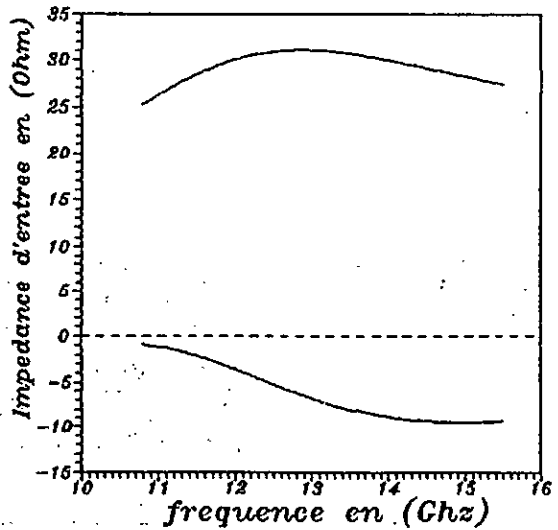
VI : $a=14$ mm, $b=9$ mm, $h=3.175$ mm
 $\epsilon_r=2.33$, $F_r=9.30$ GHz, $h/\lambda = 0.125$



VII : $a=12$ mm, $b=8$ mm, $h=3.175$ mm
 $\epsilon_r=2.33$, $F_r=10.8$ GHz, $h/\lambda = 0.141$

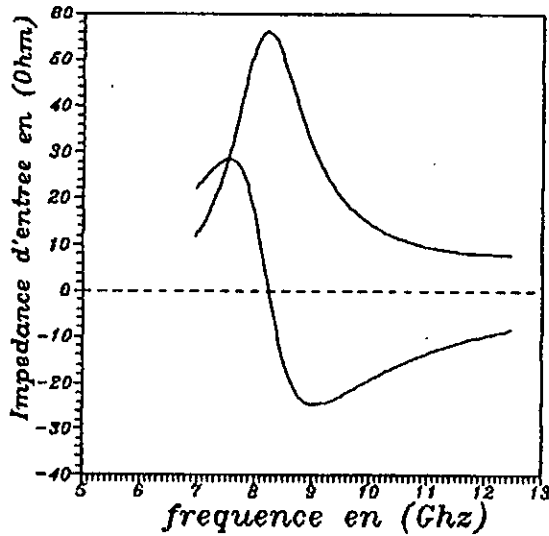


VIII : $a=10.5$ mm, $b=7$ mm, $h=3.175$ mm
 $\epsilon_r=2.33$, $F_r=11.5$ GHz, $h/\lambda = 0.148$

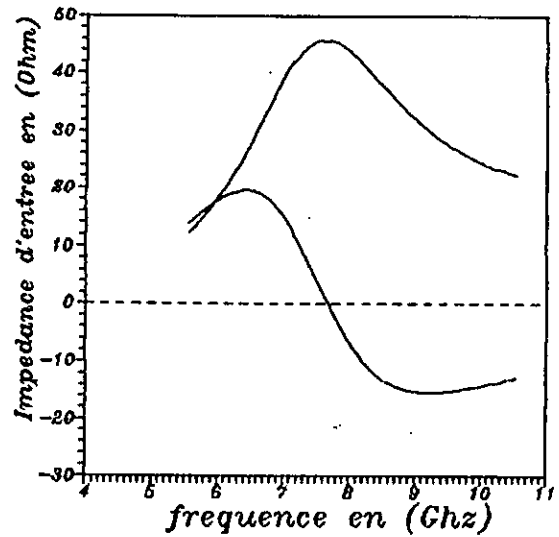


IX : $a=9$ mm, $b=6$ mm, $h=3.175$ mm
 $\epsilon_r=2.33$, $F_r=12.90$ GHz, $h/\lambda = 0.166$

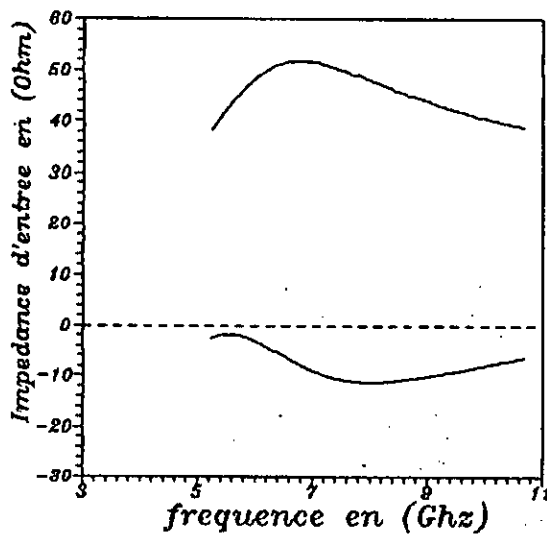
Graph 7: Influence des dimensions de l'antenne sur la fréquence de résonance



X : $a=17$ mm, $b=11$ mm, $h=1.524$ mm
 $\epsilon_r=2.33$, $f_r=8.21$ GHz, $h/\lambda=0.061$



V : $a=17$ mm, $b=11$ mm, $h=3.175$ mm
 $\epsilon_r=2.33$, $f_r=7.61$ GHz, $h/\lambda=0.110$



XI : $a=17$ mm, $b=11$ mm, $h=9.525$ mm
 $\epsilon_r=2.33$, $f_r=6.79$ GHz, $h/\lambda=0.229$

Graph 8: Influence de l'épaisseur de l'antenne
 sur la fréquence de résonance

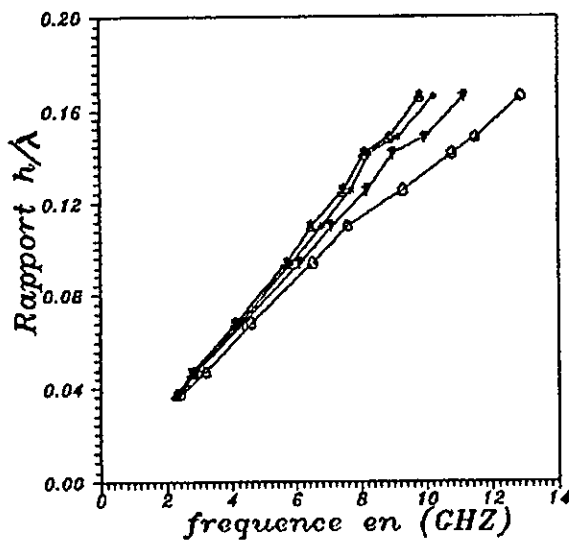
Le tableau V résume les résultats théoriques de JAMES (1981) et HAMMERSTAD (1975) ainsi que les travaux expérimentaux de CHANG (1986) et celles obtenues par la méthode L.M.A.

N° an- tenne	a(mm)	b(mm)	h(mm)	h/λ	ε _r	mesuré	JAMES	HAMME- RSTAD	notre modél
I	57	38	3.175	0.037	2.33	2.31	2.30	2.38	2.41
II	45.5	30.5	3.175	0.047	2.33	2.89	2.79	2.90	3.20
III	29.5	19.5	3.175	0.068	2.33	4.24	4.11	4.34	4.60
IV	19.5	13	3.175	0.094	2.33	5.84	5.7	6.12	6.50
V	17	11	3.175	0.110	2.33	6.80	6.47	7.01	7.60
VI	14	9	3.175	0.125	2.33	7.70	7.46	8.19	9.31
VII	12	8	3.175	0.141	2.33	8.27	8.13	9.01	10.8
VIII	10.5	7	3.175	0.148	2.33	9.14	8.89	9.97	11.5
IX	9	6	3.175	0.166	2.33	10.25	9.82	11.18	12.9

X	17	11	1.524	0.061	2.33	7.87	7.46	7.84	8.21
V	17	11	3.175	0.110	2.33	6.80	6.47	7.01	7.60
XI	17	11	9.525	0.229	2.33	4.73	4.32	5.27	6.79

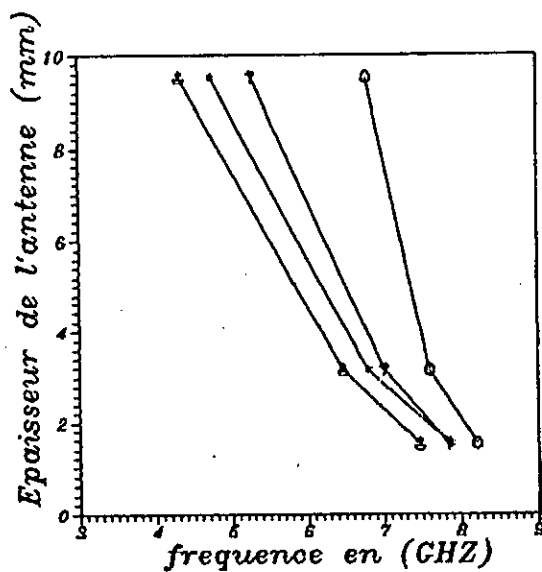
TABLEAU V

La comparaison de ses résultats est explicité par les graphes 9 et 10 qui mettent en évidence les limites de validité de la méthode L.M.A en fonction de h/λ .



Graph 9: variation de la frequence de resonance en fonction de h/λ (h fixe)

●●●●● mesure
 ■■■■■ d'apres JAMES
 ▲▲▲▲▲ d'apres HAMMERSTAD
 ○○○○○ L.M.A



Graph 10: variation de la frequence de resonance en fonction de l'epaisseur (dimension de l'antenne fixe)

●●●●● mesure
 ■■■■■ d'apres JAMES
 ▲▲▲▲▲ d'apres HAMMERSTAD
 ○○○○○ L.M.A

CONSTATATIONS

Suite à notre travail de comparaison, nous faisons les constatations suivantes:

- La fréquence de résonance augmente quand les dimensions de l'antenne diminuent (graphe 7).
- La fréquence de résonance diminue lorsque l'épaisseur h de l'antenne augmente (graphe 8).
- L'écart entre la fréquence de résonance déterminée par notre modèle et celle mesurée par CHANG reste d'un ordre acceptable jusqu'à un rapport h/λ de l'ordre de 10% à partir duquel l'écart devient trop important voir graphe(9,10).

INTERPRETATIONS:

Etant donné que l'on utilise des antennes demi-onde pour lesquelles on a: $b=\lambda/2$ il est évident que la fréquence de résonance augmente quand les dimensions de l'antenne diminuent.

La diminution de la fréquence de résonance lorsque l'épaisseur de l'antenne augmente est due à l'augmentation de sa cavité qui entraîne une augmentation de sa longueur d'onde.

Dans le modèle que nous avons utilisé, les ondes de surface ont été négligées. Par conséquent lorsque l'épaisseur h augmente

devant les dimensions de l'antenne et que l'influence des ondes de surface devient plus importante et ne peut plus être négligée, notre modèle n'est plus valable à partir de $h/\lambda=10\%$.

INFLUENCE DE LA COUCHE D'AIR :

Pour des fréquences faibles, la permittivité relative doit être grande afin de réduire les dimensions de l'antenne. Par contre, pour des fréquences élevées il faut que la permittivité relative soit le plus faible possible afin d'éviter que les dimensions de l'antenne soient très réduites et ainsi éviter de rendre difficile la fabrication d'une telle antenne (les diélectriques usuel rentrant dans la fabrication des antennes plaques possèdent des permittivités relatives comprises entre 2,1 et 9,8).

Nous avons introduit dans la structure d'A.P.M une couche d'air (figure 6).

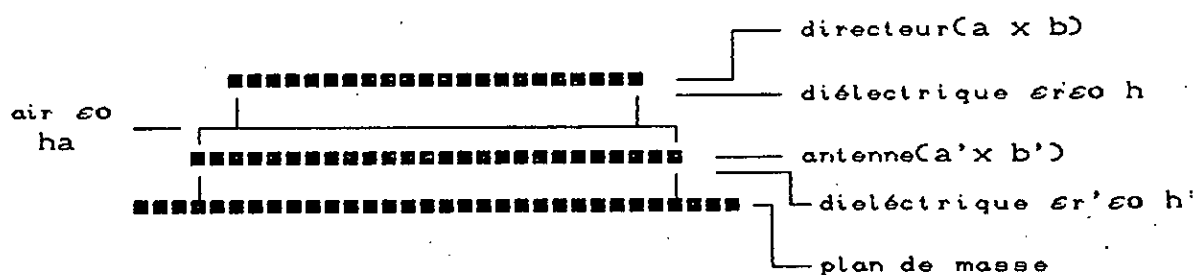


Figure 6

La valeur de la permittivité relative devient:

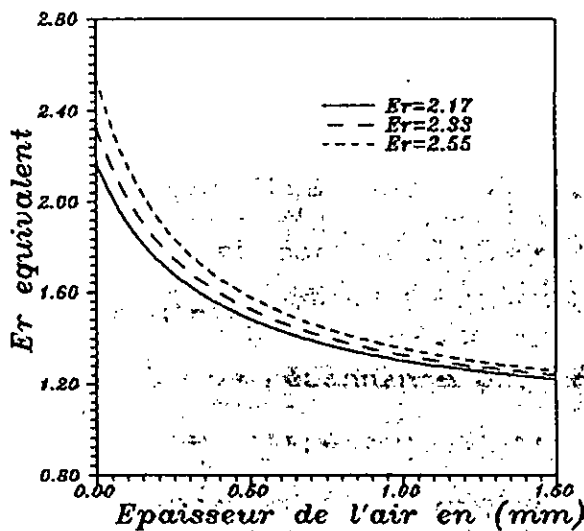
$$\frac{H_T}{\epsilon_{re}} = \sum_i \frac{H_i}{\epsilon_{ri}} \quad (47)$$

dans notre cas où $H_T = H' + H_a$ on a:

$$\epsilon_{re}' = \epsilon_r' \frac{H' + H_a}{H' + \epsilon_r' H_a} \quad (48)$$

avec H' et H_a sont les épaisseurs respectives de l'antenne et celle de l'air.

Le graphe 11 montre l'évolution de ϵ_{re}' en fonction de l'épaisseur de l'air H_a pour $H' = 0.762 \text{ mm}$ et différentes valeurs de ϵ_r' .



GRAPHE 11: L'EVOLUTION DE ϵ_{re}' EN FONCTION DE L'ÉPAISSEUR DE L'AIR

ETUDE DES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES CARREES ET RECTANGULAIRES

No antenne	ha(mm)	Fréquence de résonnance en GHz			Bande passant en %		
		methode moments	L. M. A	Expéri- mental	methode moments	L. M. A	Expéri- mental
I	0.102	9.27	9.23	9.2	7.7	6.5	5.9
II	0.152	9.2	9.25	10.6	9.5	7.1	17.1
III	0.203	9.2	9.30	10.4	12	7.3	19.6
IV	0.254	9.3	9.35	10.4	21.3	12.6	8.5
V	0.406	10	9.35	9.85	14.9	9.2	-

TABLEAU VI

ha : est l'épaisseur de la couche d'air.

CONSTATATIONS ET INTERPRETATIONS:

La bande passante et la fréquence de résonnance suit l'augmentation de l'épaisseur de la couche d'air jusqu'à un optimum puis elles décroissent.

Pour les résultats expérimentaux, on remarque l'existence d'un accroissement brusque inexplicable de la bande passante de 5.9% à 17.1% pour une variation de l'épaisseur de l'air de l'ordre de 5%. Nous n'avons pas trouvé d'explication à cette variation, nous pensons qu'il faut pour cela examiner les conditions de l'expérience.

h : épaisseur de l'antenne.

W_n : largeur du tronçon.

$$G_n = G_0 \cdot \frac{\sqrt{(\epsilon\epsilon')_n}}{h} \cdot W_n$$

$$G'_n = G_0 \cdot \frac{\sqrt{(\epsilon\epsilon')_n}}{h'} \cdot W'_n$$

Enfin, on a l'expression de k :

$$k = \left[1 + \sqrt{\frac{(\epsilon\epsilon')_n}{(\epsilon\epsilon)_n}} \cdot \frac{h \cdot W'_n}{h' \cdot W_n} \right]^{-1/2}$$

B- Calcul des ratios d'ouvertures pour antennes circulaire, rectangulaire et carré.

1-CALCUL DES RATIOS D'OUVERTURES POUR ANTENNE CIRCULAIRE:

ρ et ρ' sont les ratios d'ouvertures respectivement du directeur et de l'antenne.

$$\rho' = \frac{s'}{s' + S'} \quad \rho = \frac{s_1}{s_1 + S}$$

s' et s_1 : surfaces des bords (surface d'ouverture)

S' et S : surfaces métallique.

Soit une antenne circulaire de rayon a' et d'épaisseur h' , et un directeur de même géométrie de rayon a et d'épaisseur h .

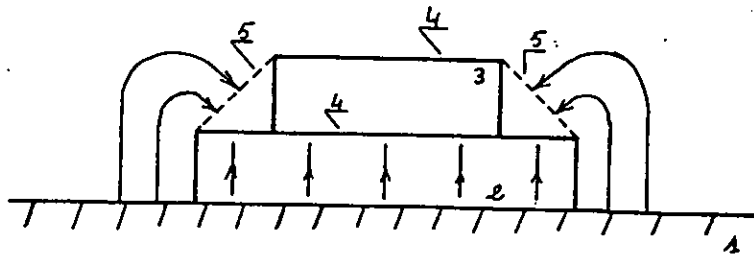


figure 7 : répartition de l'énergie sur une antenne circulaire

- | | |
|------------------|---|
| 1: plan de masse | 4: surface métallique de l'antenne
plus celle du directeur |
| 2: antenne | |
| 3: directeur | 5: surface d'ouverture entre l'antenne
et le directeur |

La surface métallique du directeur se calcul immédiatement:

$$S = \pi \cdot (a'^2 + a^2)$$

Calculons la valeur de la surface d'ouverture pour le cas du directeur.

Cette surface représente la surface d'un cône tronqué qu'il faut déterminer à partir des données dont on dispose.

La surface d'un cône est : $s_c = \pi \cdot a \cdot r$

avec r : rayon de la base du cône,

et a : apothème du cône,

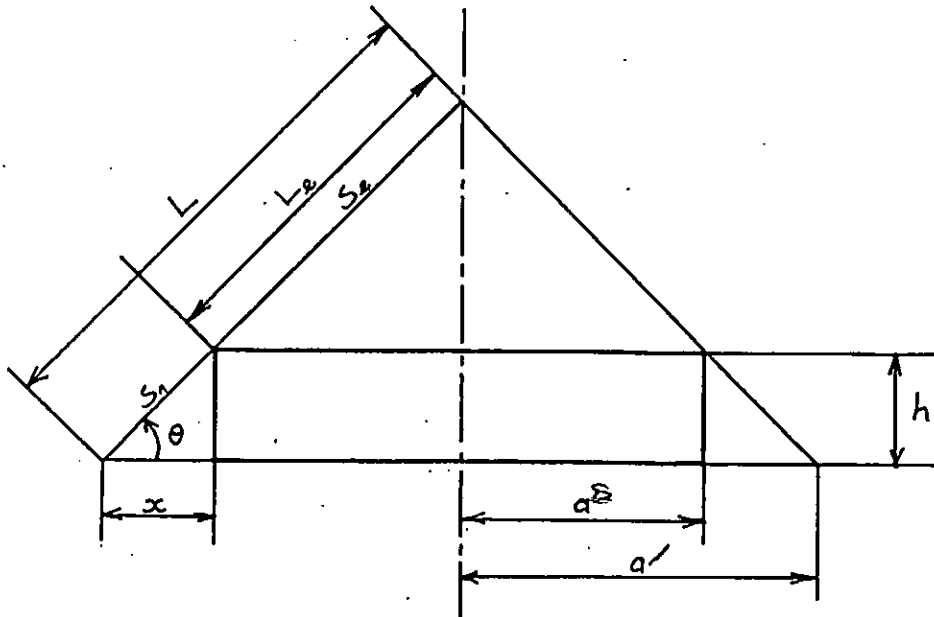


figure8: calcul de la surface métallique

La surface d'ouverture sera donc:

$$s_1 = s_c - s_2$$

$$s_c = \pi \cdot a' \cdot L$$

$$s_2 = \pi \cdot a \cdot L_2$$

$$x = a' - a$$

$$\theta = \text{Arctg} \frac{h}{x}$$

$$L = \frac{a'}{\cos(\theta)}$$

et

$$L_2 = \frac{a}{\cos(\theta)}$$

$$s_1 = \pi \cdot (a' \cdot L - a \cdot L_2)$$

$$s_1 = \pi \left[a'^2 - a^2 \right] \cdot \left[\cos \left(\text{Arctg} \left(\frac{h}{a' - a} \right) \right) \right]^{-1}$$

d'où son ratio d'ouverture

$$\rho = \left[1 + \frac{a'^2 + a^2}{a'^2 - a^2} \cos \left(\text{Arctg} \left(\frac{h}{a' - a} \right) \right) \right]^{-1}$$

La surface métallique et d'ouverture pour l'antenne s'écrivent:

$$S' = 2 \cdot \pi \cdot a'^2$$

$$s' = 2 \cdot \pi \cdot a' \cdot h'$$

d'où son ratio d'ouverture

$$\rho' = \left[1 + \frac{a'}{h'} \right]^{-1}$$

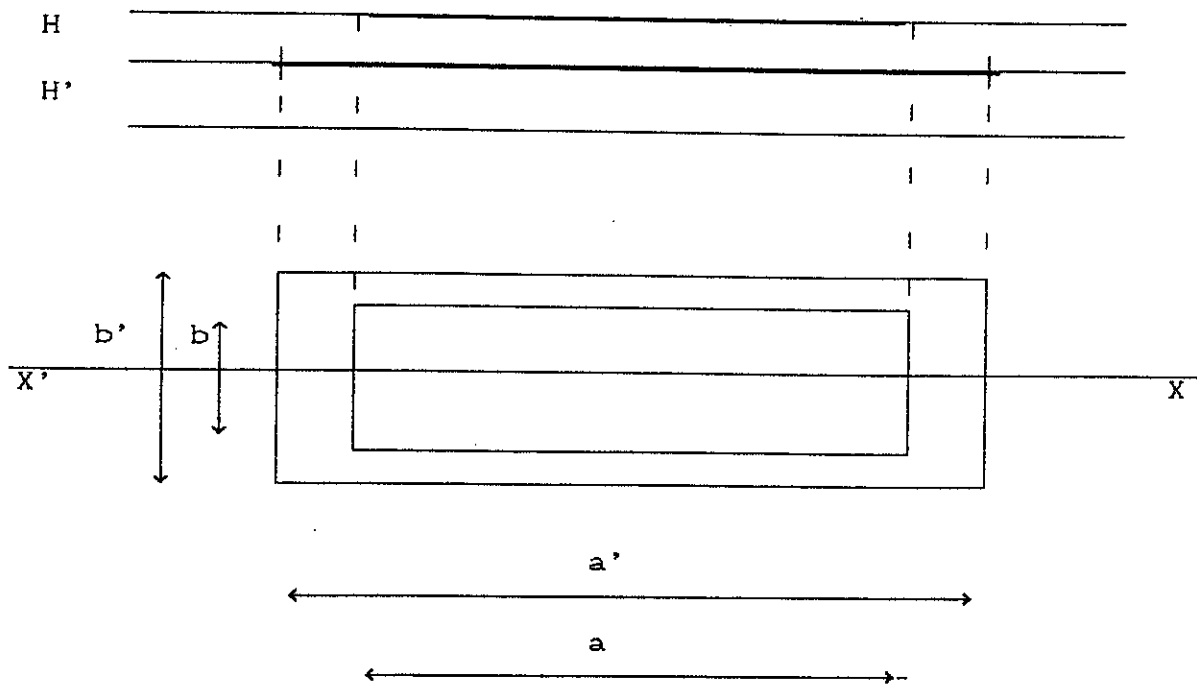
et le coefficient de couplage pour antenne circulaire s'écrit:

$$k = \left[\left[1 + \frac{(\epsilon_r)_n \cdot h \cdot W_n'}{(\epsilon_r)_n \cdot h' \cdot W_n} \right] \left[1 + \frac{a'^2 + a^2}{a'^2 - a^2} \cos \left(\text{Arctg} \left(\frac{h}{a' - a} \right) \right) \right] \left[1 + \frac{a'}{h'} \right] \right]^{-1/2}$$

W_n' et W_n sont respectivement les largeurs des tronçons pour l'antenne et le directeur.

2-CALCUL DU COEFFICIENT DE COUPLAGE POUR ANTENNE RECTANGULAIRE

ET CARREE:



Soit une antenne rectangulaire de longueur a' , largeur b' et épaisseur h' , et un directeur de longueur a , largeur b et épaisseur h .

La surface d'ouverture et métallique de l'antenne s'écrivent respectivement:

$$s' = 2.(a' + b'). h'$$

$$S' = 2.a'.b'$$

d'où son ratio d'ouverture:

$$\rho' = \left[1 + \frac{a'.b'}{(a'+b').h'} \right]^{-1}$$

La surface d'ouverture et métallique du directeur s'écrivent respectivement

$$s = (b+b') \sqrt{h^2 + \frac{(a'-a)^2}{2}} + (a+a') \sqrt{h^2 + \frac{(b'-b)^2}{2}}$$

$$S = a b + a' b'$$

d'où son ratio d'ouverture:

$$\rho = \left[1 + \frac{a b + a' b'}{(b+b') \sqrt{h^2 + \frac{(a'-a)^2}{2}} + (a+a') \sqrt{h^2 + \frac{(b'-b)^2}{2}}} \right]^{-1}$$

donc le coefficient de couplage pour une antenne rectangulaire s'écrit:

$$k = \left[\left(1 + \frac{\sqrt{\epsilon_r} \int_n h b'}{\sqrt{\epsilon_r} \int_n h' b'} \right) \left(1 + \frac{a' \cdot b'}{(a'+b')h'} \right) \left(1 + \frac{a b + a' b'}{(b+b') \sqrt{h^2 + \frac{(a'-a)^2}{2}} + (a+a') \sqrt{h^2 + \frac{(b'-b)^2}{2}}} \right) \right]^{-1/2}$$

Pour une antenne carrée on a: $a = b$ et $a' = b'$

et le coefficient de couplage pour antenne carrée s'écrit:

$$k = \left[\left(1 + \frac{\sqrt{\epsilon_r} \int_n h b'}{\sqrt{\epsilon_r} \int_n h' b'} \right) \left(1 + \frac{a'}{2h'} \right) \left(1 + \frac{a^2 + a'^2}{(b+b') \sqrt{h^2 + \frac{(a'-a)^2}{2}} + (a+a') \sqrt{h^2 + \frac{(b'-b)^2}{2}}} \right) \right]^{-1/2}$$

3-CONCLUSION:

Cette modélisation, nous évite la recherche d'un coefficient de couplage K moyen pour l'ensemble de la structure et permet de serrer de plus près la réalité au niveau de chaque tronçon élémentaire.

CALCUL DE LA LARGEUR ET DE L'IMPEDANCE
 CARACTERISTIQUE DE LA LIGNE MICRORUBAN

La ligne microruban se caractérise par sa largeur, sa hauteur, sa permittivité et son impédance caractéristique.

Ces caractéristiques s'expriment l'une en fonction des autres.

CALCUL DE W/h [11]

Si $\frac{W}{h} > 2$

$$\frac{W}{2h} \pi = \frac{377 \pi}{2\sqrt{\epsilon_r} Z_{0m}} - 1 - \text{Log}_e \left[\frac{377 \pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_{0m}} - 1 \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\text{Log}_e \left[\frac{377 \pi}{2\sqrt{\epsilon_r} Z_{0m}} - 1 \right] + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right]$$

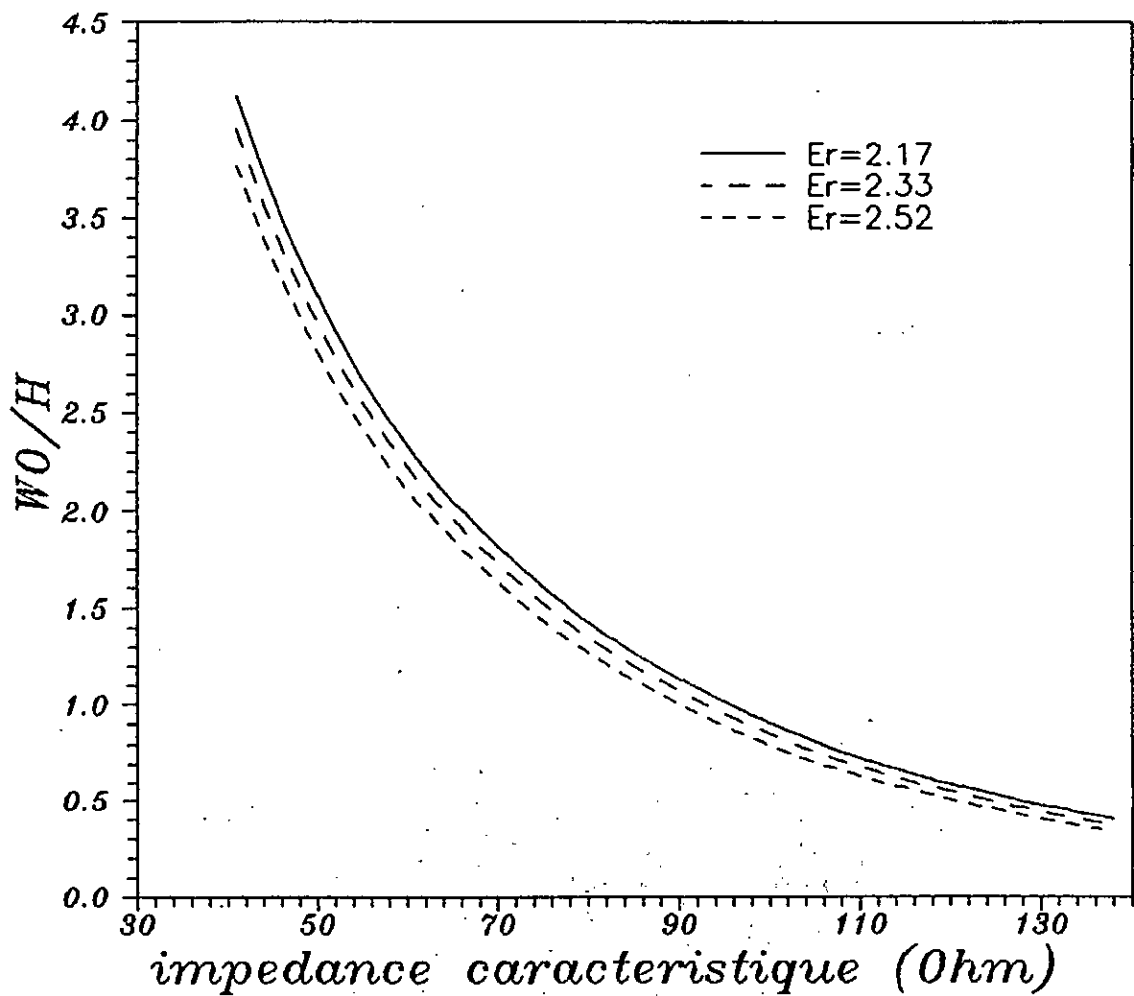
Si $\frac{W}{h} < 2$

$$\frac{W}{2h} = \frac{2}{\frac{\exp(h') - \exp(-h')}{2}}$$

où h' est donnée par la formule suivante:

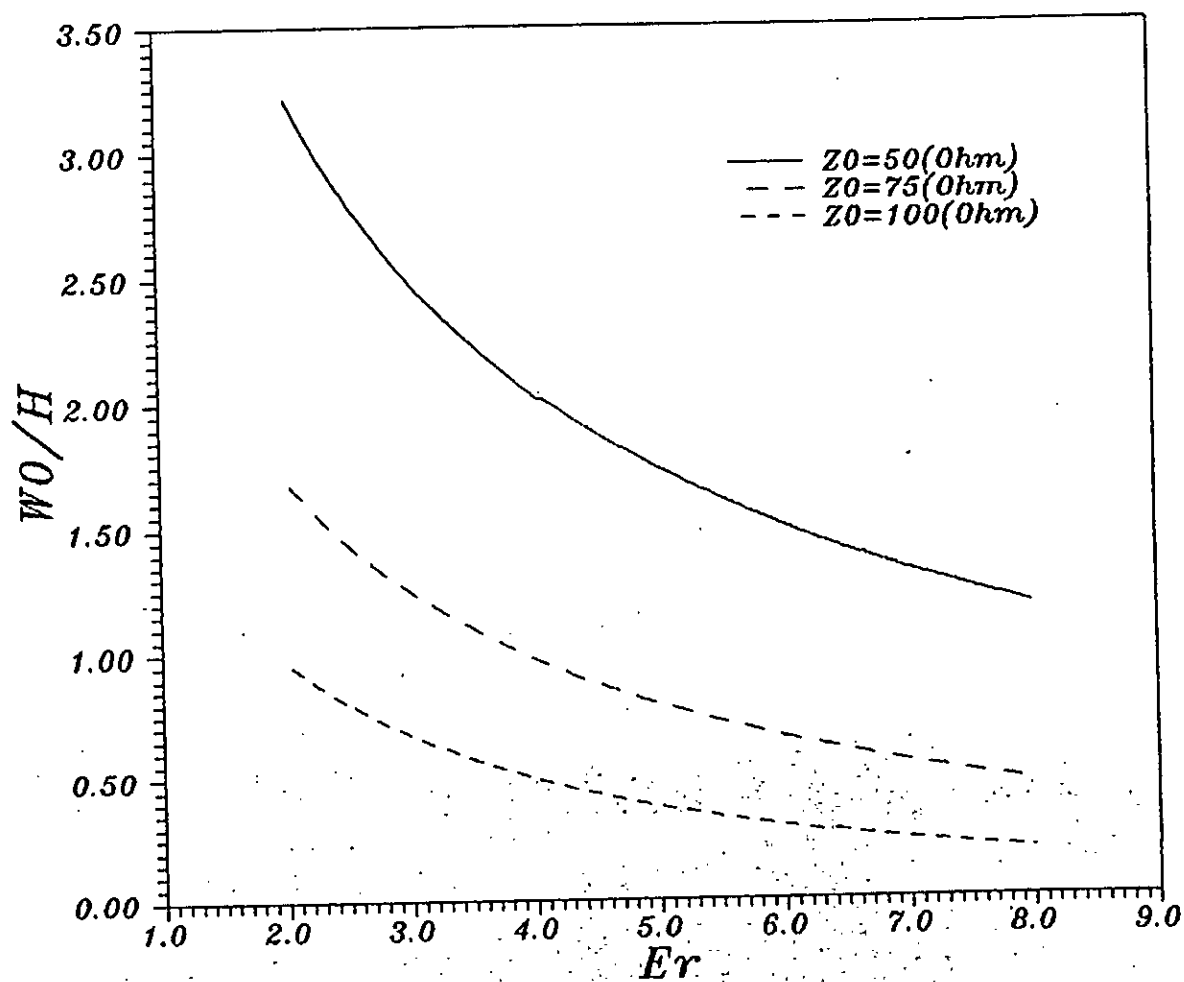
$$h' = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} \cdot \frac{Z_{0m}}{60} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.226 + \frac{0.12}{\epsilon_r} \right]}$$

Variation de la largeur de la ligne microruban WO
en fonction de son impédance caractéristique



GRAPHE 13

Variation de la largeur de la ligne microruban W_0
en fonction de ϵ_r



GRAPHE 14

On voit bien que W/H s'exprime en fonction de Z_{0m} et de ϵ_r . Pour rendre ses formules plus exploitables, nous avons tracé W/H en fonction de Z_{0m} pour des valeurs de ϵ_r (Graphe 13) et W/H en fonction de ϵ_r pour des valeurs de Z_{0m} (Graphe 14).

CALCUL DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE [12]:

Si $\frac{W}{h} < 1$

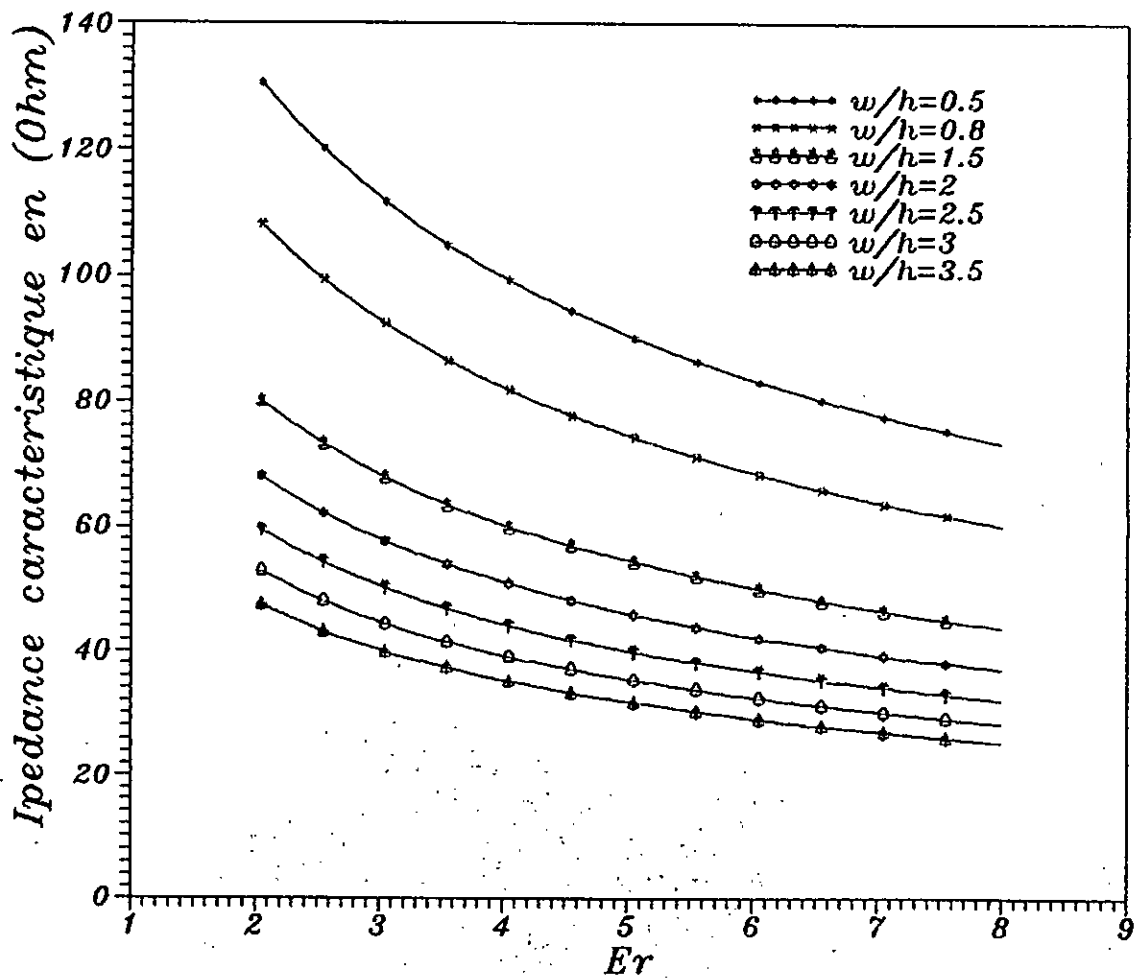
$$Z_{0m} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0}} \log_e \left[\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right]$$

Si $\frac{W}{h} > 1$

$$Z_{0m} = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \log_e \left[\frac{W}{h} + 1.444 \right] \right]^{-1}$$

On voit bien que Z_{0m} s'exprime en fonction de ϵ_r et W/H alors on a tracé Z_{0m} en fonction de ϵ_r pour différentes valeurs de W/H (Graphe 15).

Variation de l'impédance caractéristique de la ligne microruban en fonction de ϵ_r



GRAPHE 15

CHOIX DE L'IMPEDANCE DE NORMALISATION

L'impédance de normalisation Z_0 est choisie pour centrer le mieux possible la bande sur l'axe des réels.

Pour cela nous avons opté pour la formule empirique suivante [1]:

$$Z_0 = \frac{R_{M1} + R_{M2} + R_m}{3}$$

Avec R_{M1} : première résistance maximale

R_{M2} : deuxième résistance maximale

R_m : résistance minimale

Et Z_0 doit obéir aux critères suivants:

$$\frac{R_{M1}}{Z_0} < 2 \quad \text{et} \quad \frac{R_{M1}}{Z_0} > 0.5$$

Lorsque cela n'est pas possible on prend $Z_0 = 2 \cdot R_m$

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A.ZERGUERRAS.
"Contribution à l'étude d'antennes plaques de forme quelconque multicouches à large bande. application à l'antenne plaque circulaire avec directeur"
Thèse de doctorat d'état soutenue à l'E.N.P le 20/05/90
- [2] E.CHANG , S.A.LONG and W.F.RICHARDS
"An experimental investigation of electrically thinck rectangular microstripe antenna"
IEEE AP vol 34 , N° 6 , juin 1986
- [3] TSIEN MING AU et KWAI MAN LUK
"Effet of Parasitic Element on the Characteristics of microstrip antenna"
IEEE AP vol 39 , N° 8 , aout 1991
- [4] Med .KARA et Med .HELAL
"Elargissement de bande passante des antennes plaques microruban à l'aide d'un directeur application aux formes polygonales"
proojet de fin d'études soutenue en 1992
- [5] A.ZERGUERRAS et R.AKSAS
"Etude du coefficient de couplage entre lignes superposées"
Algerian journal of technology , N° 9, pp 21-31 , 1993
- [6] SAMET ABDELAZIZ Ingénieur ENSEA
"Analyse des antennes plaques de forme arbitraire par la

- méthode des lignes de transmission"
soutenu le 28 septembre 1988 pour l'obtention d'un diplôme
d'études approfondies
- [7] P.K.AGRAWAL , MC BAILEY
"An analyse technique for microstripe antennas"
IEEE , AP vol 25 , pp 755 - 759 ,1977
- [8] R.E.MUNSON
"Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays"
IEEE AP vol 22 , pp 74 - 78 ,1974.
- [9] A.ZERGUERRAS et R.AKSAS
"Modelisation d'antennes plaques multicouches de formes
arbitraire en mode TEM"
Algerian journal of technology , N° 8 ,pp 1 - 34 ,1992
- [10] A.K.BHATTACHARYYA and R.GARY
"Arrays of horizon tally polarized loop-fed slotted cylinder.
antennas"
IEEE ,AP vol 33 ,N° 4 , pp 369, april 1985
d'études approfondies
- [11] K.C.GUPTA , RAMESH GARG I.J.BAHL
"Microstrip lines and slot lines"
pp 11-12
- [12] G.DUBOST , G.BEAUQUET
"Patch antenna bandwidth increase by means of a director"
ELECTRONICS LETTRES 4th December 1986 vol.22 pp 1345-1347
- [13] K.C.GUPTA ,RAMESH GARG ,RAKESH CHADHA
"computeraided design of microwave circuits" pp-60

Programmes

CALCUL DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE
AVEC DIRECTEUR CIRCULAIRE MUNIE D'UN DECOUPAGE ANGULAIRE
LE COEFFICIENT DE COUPLAGE EST COMPLETEMENT MODELISE

```

real d(200),c(200),cp(200),ra(0:200),xk(0:200)
real alpha(200),alphap(200),ere(200),erep(200)
real w(200),wp(200),x(200),sigma,r(200),rp(200)
real wshc(200),wshcp(200),deltax(200),ck(200)
complex teta(200),tetap(200),tn(200,4,4),t(4,4)
complex tp(4,4),tu(4,4),tr(4,4)
complex gamman(0:200),gamma0(0:200),ye(0:200),yte(0:200)
complex zte(0:200),ys(0:200)
complex z,zero,un,tt,ttp,ch,chp,sh,shp,vpin
real zter(0:200),ztei(0:200),re(0:200)
character fichier*8,extn*4,ref*4
pi=3.141592654
un=cplx(1,0)
zero=cplx(0,0)
z=cplx(0,1)

```

c
c
c
25

DEMANDE DES DONNEES

```

print*, 'donner le nom de fichier ou seront les resultats:'
read*,ref
extn='.dat'
fichier=ref//extn
open(47,file=fichier,status='unknown')
print*, 'donnez N'
read*,n
print*, 'donnez h non normalise en mm'
read*,hnn
hnn=hnn*1e-3
print*, 'donnez h prime non normalise en mm'
read*,hpnn
hpnn=hpnn*1e-3
print*, 'donnez a non normalise en mm'
read*,ann
ann=ann*1e-3
print*, 'donnez b non normalise en mm'
read*,bnn
bnn=bnn*1e-3
print*, 'donnez la premiere frequence f en GHz'
read*,f1
f1=f1*1e9
print*, 'donnez le pas de progression en GHz'
read*,pas
pas=pas*1e9
print*, 'donnez le nombre de pas'
read*,n1
print*, 'donnez epsilon r'
read*,er
print*, 'donnez epsilon r prime'
read*,erp

```

```

ds=22*1e-6
td=0.001
do 300 l=0,n1
f=f1+l*pas
ra(l)=f

```

c
c
c

NORMALISATION DES DONNES

```

a=2*ann*f/3e8
b=2*bnn*f/3e8
h=hnn*f/3e8
hp=hpnn*f/3e8

```

c
c
c
c

CALCUL DE YS

```

omega=2*pi*f
e0=1/(36*pi*1e9)
sigma=(ann**2)*acos(bnn/ann)-bnn*sqrt(abs((ann**2)-(bnn**2)))
o=sqrt(abs((ann**2)-(bnn**2)))
o1=12*hpnn/o+1
o2=1/sqrt(o1)
ee=(erp+1)/2+(erp-1)*o2/2
o3=omega*e0*ee*sigma/hpnn
ys(l)=z*o3

```

c
c
c

CALCUL DE YE

```

xk(0)=-1
do 100 i=1,n

```

c
c
c

CALCUL DE X

```

ct=pi-i*pi/n
xk(i)=cos(ct)
dt=xk(i)
et=xk(i-1)
x(i)=(b/2)*(1+(dt+et)/2)
x(i)=b*(2*i-1)/(2*n)

```

c
c
c
c

CALCUL DE LA LONGEUR DES TRONCON

```

deltx(i)=(b/2)*abs(dt-et)

```

c
c
c

CALCUL DE W

```

w(i)=2*sqrt(b*x(i)-x(i)*x(i))

```

c
c
c

CALCUL DE W PRIME

```

o=x(i)+(a-b)/2
wp(i)=2*sqrt(a*o-o*o)

```

c
c
c

TEST SUR LE RAPPORT W/h

```

if (w(i).le.h) goto 500
c
c SI W/H EST SUPERIEUR A 1 ALORS
c
c CALCUL DE EPSILONE e
c
o=(er+1)/2
o1=(er-1)/2
o2=1/sqrt(1+12*h/w(i))
ere(i)=o+o1*o2
c
c CALCUL DE W/H CORRIGE
c
wshc(i)=(w(i)/h)+1.393+0.667*log((w(i)/h)+1.444)
c
c CALCUL DE r
c
r(i)=(120*pi)/(sqrt(ere(i))*wshc(i))
c
c CALCUL DE TETA
c
o=4*pi*pi*pi*h*h*wshc(i)/5
o1=pi*sqrt(ere(i))*td
o2=ds*pi*120*pi/(w(i)*r(i))
o3=2*pi*sqrt(ere(i))*deltx(i)
o4=(o+o1+o2)*deltx(i)
teta(i)=cplx(o4,o3)
goto 600
c
c SI W/h EST INFERIEUR OU EGAL A UN ALORS
c
c CALCUL DE EPSILONE e
c
500 o=(er+1)/2
o1=(er-1)/2
o2=1/sqrt(1+12*h/w(i))+0.04*(1-w(i)/h)*(1-w(i)/h)
ere(i)=o+o1*o2
c
c CALCUL DE W/H CORRIGE
c
o=(8*h/w(i))+0.25*w(i)/h
wshc(i)=1/alog(o)
c
c CALCUL DE r
c
r(i)=(60/wshc(i))/sqrt(ere(i))
c
c CALCUL DE TETA
c
o=4*pi*pi*pi*h*h*wshc(i)/5
o1=pi*sqrt(ere(i))*td
o2=ds*pi*120*pi/(w(i)*r(i))
o3=2*pi*sqrt(ere(i))*deltx(i)
o4=(o+o1+o2)*deltx(i)
teta(i)=cplx(o4,o3)

```

```

c
c   TEST SUR LE RAPPORT WP/HP
c
600  if (wp(i).le.hp) goto 700
c
c   SI WP/HP EST SUPERIEURE A UN ALORS
c
c   CALCUL DE EPSILONNE PRIME
c   2
o=(erp+1)/2
o1=(erp-1)/2
o2=1/sqrt(1+12*hp/wp(i))
erep(i)=o+o1*o2
c
c   CALCUL DE WP/HP CORRIGE
c
wshcp(i)=(wp(i)/hp)+1.393+0.667*log((wp(i)/hp)+1.444)
c
c   CALCUL DE R PRIME
c
rp(i)=(120*pi)/(sqrt(erep(i))*wshcp(i))
c
c   CALCUL TETA PRIME
c
o=4*pi*pi*pi*hp*hp*wshcp(i)/5
o1=pi*sqrt(erep(i))*td
o2=ds*pi*120*pi/(wp(i)*rp(i))
o3=2*pi*sqrt(erep(i))*deltx(i)
o4=(o+o1+o2)*deltx(i)
tetap(i)=cmplx(o4,o3)
goto 800
c
c   CALCUL DE EPSILONNE PRIME Ep
c
700  o=(erp+1)/2
o1=(erp-1)/2
o2=1/sqrt(1+12*hp/wp(i))+0.04*(1-wp(i)/hp)*(1-wp(i)/hp)
erep(i)=o+o1*o2
c
c   CALCUL DE WP/HP CORRIGE
c
o=(8*hp/wp(i))+(0.25*wp(i)/hp)
wshcp(i)=1/log(o)
c
c   CALCUL DE R PRIME
c
rp(i)=(60/wshcp(i))/sqrt(erep(i))
c
c   CALCUL DE TETA PRIME
c
o=4*pi*pi*pi*hp*hp*wshcp(i)/5
o1=pi*sqrt(erep(i))*td
o2=ds*pi*120*pi/(wp(i)*rp(i))
o3=2*pi*sqrt(erep(i))*deltx(i)
o4=(o+o1+o2)*deltx(i)

```

```

      tetap(i)=cplx(o4,o3)
c
c   CALCUL DE d
c
800  d(i)=sqrt(r(i)/rp(i))
c
c   CALCUL DE c12
c
      rot1=sqrt(1/(1+ann/hpnn))
      r1=hnn/(ann-bnn)
      r2=atan(r1)
      r3=(ann*ann+bnn*bnn)*cos(r2)/(ann*ann-bnn*bnn)
      rot2=sqrt(1/(1+r3))
      rot=rot1*rot2
      r4=sqrt(erep(i)/ere(i))*h*wp(i)/(hp*w(i))
      rot3=sqrt(1/(1+r4))
      ck(i)=rot*rot3
      o=er*w(i)*erp*wp(i)
      o1=h*hp
      c12=e0*ck(i)*sqrt(o/o1)
c
c   CALCUL DE c
c
      c(i)=r(i)*pi*3e8*c12*deltx(i)
c
c   CALCUL DE c PRIME
c
      cp(i)=rp(i)*pi*3e8*c12*deltx(i)
c
c   CALCUL DES COSH ET SINH DE TETA ET DE TETA PRIME
c
      tt=teta(i)
      ttp=tetap(i)
      call coshy(tt,ch)
      call sinhy(tt,sh)
      call coshy(ttp,chp)
      call sinhy(ttp,shp)
c
c   CALCUL DES COEFFICIENTS DE LA MATRICE
c
      tn(i,1,1)=ch+0.5*(d(i)+1/d(i))*sh+z*c(i)*(ch+d(i)*sh)
      tn(i,1,2)=-0.5*(d(i)-1/d(i))*sh+z*c(i)*(ch+d(i)*sh)
      tn(i,1,3)=-z*cp(i)*(ch+d(i)*sh)
      tn(i,1,4)=-z*cp(i)*(ch+d(i)*sh)
      tn(i,2,1)=0.5*(d(i)-1/d(i))*sh-z*c(i)*(ch-d(i)*sh)
      tn(i,2,2)=ch-0.5*(d(i)+1/d(i))*sh-z*c(i)*(ch-d(i)*sh)
      tn(i,2,3)=z*cp(i)*(ch-d(i)*sh)
      tn(i,2,4)=z*cp(i)*(ch-d(i)*sh)
      tn(i,3,1)=-z*c(i)*(chp+shp/d(i))
      tn(i,3,2)=-z*c(i)*(chp+shp/d(i))
      tn(i,3,3)=chp+0.5*(d(i)+1/d(i))*shp+z*cp(i)*(chp+shp/d(i))
      tn(i,3,4)=-0.5*(d(i)-1/d(i))*shp+z*cp(i)*(chp+shp/d(i))
      tn(i,4,1)=z*c(i)*(chp-shp/d(i))
      tn(i,4,2)=tn(i,4,1)
      tn(i,4,3)=0.5*(-d(i)+1/d(i))*shp-z*cp(i)*(chp-shp/d(i))

```

```

    tn(i,4,4)=chp-0.5*(d(i)+1/d(i))*shp-z*cp(i)*(chp-shp/d(i))
100  continue
    print*, 'NOUS SOMMES AU PAS ',1
c
c  CALCUL DU COEFFICIENT DE COUPLAGE MOYEN
c
    ck1=0
    do 2 i=1,n
    ck1=ck1+ck(i)
2    continue
    ck2=ck1/n
    print*, 'ck=',ck2
c
c  CALCUL DU PRODUITS DES MATRICES
c
    do 20 i=1,4
    do 20 j=1,4
    tp(i,j)=tn(n,i,j)
20   continue
    do 30 i=n-1,1,-1
    do 40 j=1,4
    do 40 k=1,4
    tu(j,k)=tn(i,j,k)
40   continue
    call mutmat(tu,4,4,tp,4,4,tr,4,4,4,4,4)
    do 50 j=1,4
    do 50 k=1,4
    tp(j,k)=tr(j,k)
50   continue
30   continue
    do 60 i=1,4
    do 60 j=1,4
    t(i,j)=tp(i,j)
60   continue
c
c  RESOLUTION DU SYSTEME
c
c  CALCUL DE GAMMA N
c
    gamman(1)=(1-ys(1)*sqrt(r(1)*rp(1)))/(1+ys(1)*sqrt(r(1)*
*rp(1)))
c
c  CALCUL DE V PRIME N
c
    vpin=(t(2,1)+t(2,2)-t(1,1)-t(1,2))/(t(1,3)-t(2,3)+
*gamman(1)*(t(1,4)-t(2,4)))
c
c  CALCUL DE GAMMA-O
c
    gammaO(1)=(t(4,1)+t(4,2)+vpin*(t(4,3)+gamman(1)*t(4,4)))/
*(t(3,1)+t(3,2)+vpin*(t(3,3)+gamman(1)*t(3,4)))
c
c  CALCUL DE YE
c
    ye(1)=(1-gammaO(1))/(1+gammaO(1))

```



```

        ye(1)=ye(1)/sqrt(r(1)*rp(1))
c
c    CALCUL DE RE
c
        re(1)=1/ye(1)
c
c    CALCUL DE YE TOTAL
c
        yte(1)=ye(1)+ys(1)
c
c    CALCUL DE ZE TOTAL
c
        zte(1)=1/yte(1)
        zter(1)=real(zte(1))
        ztei(1)=aimag(zte(1))
300    continue
c
c    ECRITURE DES RESULTATS DANS LE FICHER
c
        f0=f0/1e9
        do 400 k=0,n1
        ra(k)=ra(k)/1e9
400    continue
        write(47,9994)(ra(i),zter(i),ztei(i),i=0,n1)
9994  format(5x,f9.6,6x,e10.4,6x,6x,e10.4/)
        print*, 'VOULEZ VOUS RECOMMENCER'
        read*,rep
        if (rep.eq.1) goto 25
        end
        subroutine coshy(t,ch)
        complex t,ch
        ch=0.5*(cexp(t)+cexp(-t))
        return
        end
        subroutine sinhy(t,sh)
        complex t,sh
        sh=0.5*(cexp(t)-cexp(-t))
        return
        end
        SUBROUTINE MUTMATCA,NA,MA,B,NB,MB,C,NC,MC,L,M,N
C
C -----
C    CE SOUS-PROGRAMME CALCUL LE PRODUIT DE DEUX MATRICES
C -----
        COMPLEX A,B,C
        DIMENSION ACNA,MA),BCNB,MB),CCNC,MC)
        DO 1 I=1,L
        DO 1 J=1,N
        CCI,J)=0
        DO 1 K=1,M
        CCI,J)=ACI,K)*BCK,J)+CCI,J)
1    CONTINUE
        RETURN
        END

```

