

وزارة الجامعات والبحث العلمي  
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

D'ELECTRONIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

## SUJET

Analyse d'Antennes Micro-rubans

Par la méthode L.N.A

Améliorée

Proposé par :

A. Zerguerras

Etudié par :

M. MANNERIA

M. YAICI

Dirigé par :

A. Zerguerras

PROMOTION

1992

Remerciements

A l'occasion de la soutenance de cette thèse, nous voudrions remercier notre promoteur M<sup>r</sup> A. Zerguerras pour toute l'attention et l'aide qu'il nous a prodiguée pendant l'élaboration de notre projet ainsi que M<sup>r</sup> R. Aksas pour toute l'aide et l'attention qu'il nous a fournis .Et aussi tout le personnel de la bibliothèque de l'E.N.P, pour toute l'aide documentaire qu'il nous ont apportés.

Nous voudrions par la même occasion remercier le président du jury M<sup>r</sup> Farah et notre examinateur M<sup>r</sup> Zergi ainsi que tout les enseignants qui ont collaborés à notre formation .

ملخص

هذه الأطروحة هي دراسة للموائيات المطبوعة (A.P.M) على أساس تقنيات خطوط الإرسال المقرونة (L.M.A) التي تعطي نتائج أفضل بـ 1% على موسونة العلاقة  $\frac{w}{h}$  خمسة مرات أكبر من التي تعطيها تقنية (L.M.A) البسيطة المستخدمة من طرف [1]. في حين أن قمنا باستخدام هذه التقنية (A.P.M) بإدخالنا على عازل الموائى قشرة من المواد نتائج هذه التقنية قرنت مع أخرى قامت بإعطائنا بعض النظريات، ومع القياسات (A.P.M) دائرية الشكل مع وبلا موجه.

Abstract :

This paper is an analysis of microstrip antennas ( M.A ) with the L.M.A method ,which give somes results better of 1% in the larger of the ratio  $w/h$  five times greater than the simplified L.M.A method's used by [1] .

Otherwise, The application to the ( M.A ) with an air gap was introduced. The results of this method were compared to others given by another theories and measures for circular ( M.A ) with or without director .

Résumé :

Ce projet est une analyse des antennes plaques microruban (A.P.M) par une méthode L.M.A qui donne des résultats à mieux de 1% sur une étendue du rapport  $w/h$  cinq fois supérieure à celle de la méthode L.M.A simplifiée utilisée par [1].

Par ailleurs, l'application aux A.P.M avec couche d'air a été faite. Les résultats de cette approche ont été confrontés à ceux d'autres theories et aux mesures pour des A.P.M circulaires avec ou sans directeur.

## Dedicaces

Je dedie ce travail

a ma mere pour son courage

a mon defunt pere

a ma femme pour tout son soutien moral.

a mon oncle Said

a mes freres et soeurs

Mustapha

## Dedicaces

Je dedie ce modeste travail ;

A mes parents qui m'ont les premiers, montre le chemin de l'école et qui par leurs sacrifices ont eu la joie de m'en voir sortir par la bonne voie.

A mes freres et ma soeur " Faiya "

A ma niece et mes neveux

A mon amie " Nassima "

Mohamed

SOMMAIRE

Liste des symboles

Introduction

I) Etat de l'art

I.1) Definition

I.2) Avantages

I.3) Inconvénients

I.4) Présentation des différentes méthodes d'analyse

II) Présentation du model L.M.A

II.1) Introduction

II.2) Modélisation par deux lignes couplées

II.3) Calcul de l'admittance d'entrée

II.4) Antenne plaque avec directeur circulaire

III) Améliorations introduites sur le model L.M.A.

III.1) Effet de l'épaisseur du ruban

III.2) Effet d'enfermement

III.3) Effet de dispersion

III.4) Les pertes

III.5) Le facteur de qualité

III.6) La fréquence opératoire maximale

III.7) Influence du coefficient de couplage

#### IV) Résultats obtenus

IV.1) Application à un patch circulaire isolé

IV.2) Application à un patch circulaire avec directeur

IV.3) Introduction d'une couche d'air

IV.3.1) Antenne plaque isolée

IV.3.2) Antenne plaque avec directeur

#### V) Influences des différents paramètres de l'antenne

V.1) Influence du diélectrique

V.2) Influence de la position du point d'excitation

V.3) Cas où le rayon du directeur est supérieur à celui de l'antenne

V.4) Cas d'un patch carré

Conclusions

### 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 circulaire (D) ou de la longueur du directeur de l'antenne symétrique de forme quelconque.
- $B = \frac{2b}{\lambda_0}$  Diamètre réduit du directeur circulaire.
- $C_{12}$  Capacité de couplage par unité de longueur.
- (D) Directeur
- $D_n = d_n / \lambda_n$  Epaisseur de peau normalisée pour (N)
- $D'_S = d'_S / \lambda_0$  Epaisseur de peau normalisée pour (M)
- $d_n = \sqrt{R_n / R'_n}$
- 2d Diamètre du contrepois circulaire.
- E Point de jonction entre (M) et la ligne microruban
- f Fréquence
- $f_0$  Fréquence centrale de la largeur de bande définie pour un R.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 (i.e. partie imaginaire nulle) ou la partie réelle maximale.
- $f_m$  Fréquence inférieure de la bande.
- $f_M$  Fréquence maximale de la bande (i.e.  $2f_0 = f_m + f_M$ ).
- k : coefficient de couplage entre les deux lignes.
- O et S Points limites des lignes couplées
- $R_n$  : Résistance caractéristique de la tranche n relative à (D)
- $R'_n$  : Résistance caractéristique de la tranche n relative à (M)
- (M) : Antenne plaque.
- n Indice de la tranche des deux lignes couplées, limitée par  $x_{n-1}$  et  $x_n$   $1 \leq n \leq N$
- N Nombre de tranches ou découpage.

II

- $\epsilon_0$  Permittivité du vide.  
 $\epsilon_r$  Permittivité relative du substrat de (D).  
 $\epsilon_e$  Permittivité effective du substrat de (D).  
 $\epsilon'_r$  Permittivité relative du substrat de (M).  
 $\epsilon'_e$  Permittivité effective du substrat de (M).  
 $\omega = 2\pi f$  Pulsation  
 $\lambda_0$  Longueur d'onde du vide :  $\lambda_0 = (f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0})^{-1}$   
 $\theta_n$  Exposant de transfert sur image de la tranche n relative à (D)  
 $\theta'_n$  Exposant de transfert sur image de la tranche n relative à (M).

$R_0$  : résistance du vide :  $R_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = \frac{1}{G_0}$

R.O.S = S: Rapport d'ondes stationnaires.

- $[t_n]$  Matrice de transmission de la section élémentaire d'ordre n  
 $W$  Largeur variable du directeur (D)  
 $W(n)$  Largeur de la tranche d'indice n du directeur (D)  
 $W'(n)$  Largeur de la tranche d'indice n de l'antenne plaque (M)  
 $W'$  Largeur variable de la microantenne circulaire (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 de la microantenne (M)  
 $y$  Cote comptée à partir du point E  
 $z = y/\lambda_0$  Cote réduite comptée à partir de E  
 $V_i$  Ondes incidentes  
 $V_r$  Ondes réfléchies  
 $x_n, x_{n-1}$  Limites de la tranche "n", comptée à partir de O  
 $(x_r)_n = x_n/\lambda_0$  Limite réduite

# CHAPITRE I

Etat de l'art

Actuellement ,on assiste à un developement considerable des dispositifs électroniques et à leur miniaturisation puisque tous les systemes de base de l'électronique ont pus être fortement réduits et intégrés..

Cependant , cela n'est pas encore le cas pour les antennes qui malgré leur importance , restent trop encombrantes .Les antennes plaques tentent de pallier à cet inconvenient .

### 1.1) Definition :

L'antenne plaque est une structure planaire , conformable le cas écheant.Du point de vue dimension c'est une structure dont l'épaisseur reste faible devant la longueur d'onde  $\lambda$  .Les premieres antennes plaques sont apparues dans les années cinquantes , mais c'est grâce au développement des circuits microrubans que ces antennes ont trouvées leurs plus grandes applications ,et les recherches sont toujours en cours afin d'améliorées les caractéristiques de ces antennes bien qu'elles aient atteint leur maturité industrielle .

Comme tout systeme physique ,les antennes plaques ont leurs avantages et inconvenients .

### 1.2) Avantages des antennes plaques :

Parmis les avantages des antennes plaques l'on a :

- Possibilité de travailler en multifréquences .
- Possibilité de travailler sous diverses polarisations ( circulaires,rectilignes ....) .
- Encombrement réduit ce qui permet leur utilisation pratique pour les satellites,avions et missiles ... .
- Tous les domaines ouverts par les applications des microondes (télémetrie,télécommunication,téledetection .. ) .
- Elles offrent diverses possibilités d'intégrations (amplificateur ,mélangeur,oscillateur,filtre ... ) .

1.3) Inconvénients des antennes plaques :

Parmis les inconvénients des antennes plaques l'on a :

- la Bande passante est trop étroite (limité à quelque pourcent de la fréquence centrale ) .
- Faible gain (qui est limité par les pertes des dispositifs d'alimentations et les ondes de surface qui peuvent accaparer une partie de la puissance utile qui se propagera à l'interface air substrat ) .
- Les contraintes de rayonnement (niveaux des lobes secondaires et leurs ouvertures ) .
- La puissance émise faible pour certaines applications .
- Le rendement trop bas a cause des pertes dans le diélectrique , les conducteurs et par ondes de surfaces .
- Les coûts de fabrication sont encore élevés .
- L'excitation de l'antenne doit être réalisée soigneusement si l'on veut sauvegarder les caractéristiques théorique de l'antenne .

Il existe différentes techniques d'analyse des antennes plaques, avant d'aborder la technique L.M.A nous essayerons de donner un aperçu sur ces méthodes.

#### 1.4) Les technique d'analyse des antennes microruban :

Les parois fictives du contour latéral peuvent aussi supporter une distribution inconnue de courant magnétique de surface  $\vec{M}_S$ . Le principe d'équivalence ( Harrington 1961 ) permet alors de considérer ces courants magnétiques comme seules sources de rayonnement. Il a été démontré qu'à condition d'utiliser les fonctions de Green correctes, l'emploi de  $\vec{I}_C$  ou  $\vec{M}_S$  comme sources donne les mêmes résultats.

Les modèles les plus simples utilisent des courants magnétiques en négligeant l'effet de bord et en admettant que le champ électrique sous le conducteur supérieur est constant ce qui permet de calculer  $\vec{M}$ .

##### 1.4.1) Le modèle a ouverture : [ JAMES & WILSON ]

Il est basé sur les courants magnétiques calculés rigoureusement dans les ouvertures. Il est développé sur un ensemble complet de modes résonnants.

##### 1.4.2) Les modèles en cavité simple : [ LAY & AL ]

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

#### 1.4.3) Les modeles en cavité en analyse modale : [RICHARDS & AL]

C'est une analyse complète du model de la cavité qui, comme pour les resonateurs , exprime les champs comme une somme infinie des modes de résonance . Ce modèle prend en compte les pertes dans le diélectrique , les conducteurs, de fuite et par d'onde de surface .

#### 1.4.4) Le modele de la technique de segmentation : [Gupta et Sharma]

Cette technique introduit une fonction de Green particulière définie comme la tension (intégrale du champ électrique) entre un point 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 finis de figures élémentaires reliées par un certain nombre de connexions idéales et on étudie l'ensemble avec les techniques d'analyse bidimensionnelles des structures planaires.

#### 1.4.5) Le modele de la technique des fonctions de Green : [Agrawal & Bailey]

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

## CHAPITRE II

Theorie des lignes

### 2.1) Introduction :

Le but de notre travail est de déterminer l'impédance d'entrée ainsi que la bande passante d'une antenne plaque de forme quelconque ayant un axe de symétrie par rapport à son point d'excitation. À cette antenne on associe par la suite un élément parasite ou directeur possédant également un axe de symétrie parallèle à celui de l'antenne et disposé parallèlement par rapport à cette dernière. 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 ses caractéristiques est celle des lignes de transmissions améliorée à pertes fonctionnant en mode quasi TEM.

Considérons une antenne isolée, de forme quelconque sans directeur pourvu d'un axe de symétrie. L'analyse de cette antenne peut se faire si l'on peut la ramener à une ligne microruban. Cette propriété donne une modélisation qui consiste justement à décomposer la structure dans sa partie couplée en plusieurs tronçons élémentaires dans la direction de propagation  $Ox$ . Ce qui suit est issue de [1].

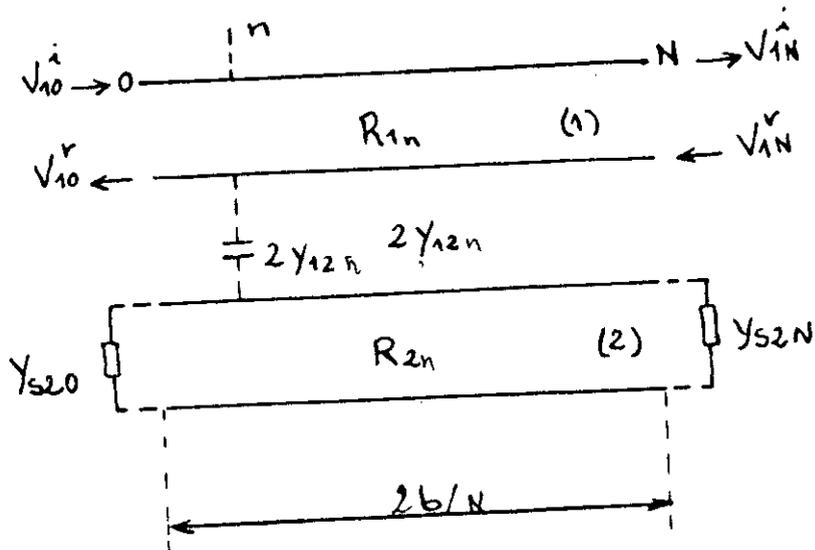
Si  $N$  est le nombre de découpages, il sera choisi aussi élevé que possible jusqu'à ce que les contours latéraux de la lignes élémentaires varient autour de la position moyenne dans les limites de la précision désirée. Cependant  $N$  ne doit pas dépasser une valeur seuil dont le calcul est donné dans l'annexe (A).

## 2.2 Modélisation par deux lignes de transmission couplées:

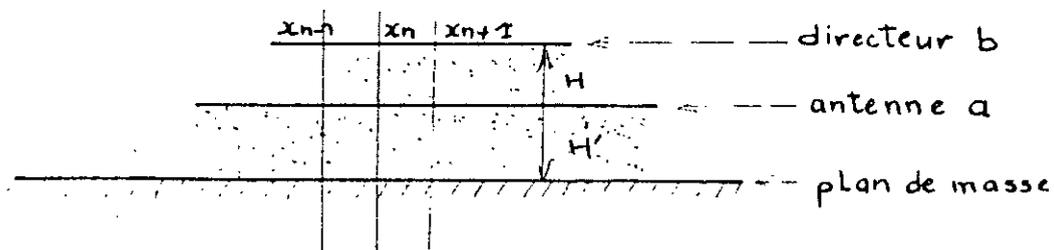
L'antenne plaque avec directeur, étudiée est symétrique. La décomposition de l'antenne en tronçons fait que les résistances caractéristiques et les permittivités relatives effectives sont différentes pour chaque tronçon ce qui est une difficulté lors de l'étude. La configuration du système est donnée par la figure [fig 2.1], la variable  $x$  est comptée à partir de l'origine 0. Les deux couches de diélectrique d'épaisseur  $H$  et  $H'$  ont une permittivité relative respectivement de  $\epsilon_r$  et  $\epsilon'_r$ .

## 2.3) Calcul de l'admittance d'entrée $Y_e$ au point 0 :

La figure [fig 2.2] montre que l'antenne plaque couplé au directeur est découpée en  $N$  tranches égales entre  $S$  et  $0$ , chacune de longueur égale à  $2b/N$ .



[fig2.1]



[fig2.2]

On écrit les conditions aux limites avec les ondes complexes incidentes  $V_i$  et  $V'_i$  et réfléchies  $V_r$  et  $V'_r$  :

-Pour le directeur D :

$$(V_i)_{i0} = (V_r)_{r0} \text{ à } x = 0 \text{ (point 0)}$$

$$(V_i)_{iN} = (V_r)_{rN} \text{ à } x = 2b \text{ (point S)}$$

-Pour l'antenne plaque (M) à  $x=2b$  (point S)

$$(Y_{S'})_r = \frac{(U'_{L N}) - (U'_{R N})}{(U'_{L N}) + (U'_{R N})} \quad (2.1)$$

avec  $(Y)_{S'} = y \sqrt{R_1 R'_1}$  : admittance reduite en (S) ramenee par la partie non couplee de l'antenne plaque.  $R_1$  et  $R'_1$  sont les resistances caracteristiques du meme troncon.

En  $x = 0$  on obtient l'admittance reduite en 0 soit :

$$(y_e) = \frac{(U'_{L 0}) - (U'_{R 0})}{(U'_{L 0}) + (U'_{R 0})} \quad (2.2)$$

L'admittance non reduite  $Y_e$  ramenee au point 0 est donnee par l'expression suivante :

(2.3)

$$Y_e = \frac{y_e}{\sqrt{R_1 R'_1}}$$

$R_1$  et  $R'_1$  resistances caracteristiques des troncons elementaires a l'entree (1) du troncon d'ordre 1. On dispose d'un couple tension ondes incidentes et reflechies :

$$[V_{n-1}] = \begin{bmatrix} U_{n-1}^i \\ U_{n-1}^r \\ U_{n-1}^l \\ U_{n-1}^r \end{bmatrix}$$

En tenant compte des deux tronçons superposés antenne et directeur on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{n-1} \\ U'_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{n-1}^i \\ U_{n-1}^r \\ U_{n-1}^l \\ U_{n-1}^r \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les vecteurs ondes à l'entrée  $U$  ( $x=0$ ) et à la sortie ( $x=2b$ ) de la structure sont régis par un système linéaire (2.5) :

$$[V_0] = [T] \cdot [V_N] \quad (2.5)$$

avec  $[T] = [t_1] [t_2] [t_3] \dots [t_n] \dots [t_N]$

$[t_n]$  : Matrice de transmission d'ordre 4 du tronçon  $n$

L'abscisse du milieu de la tranche d'ordre  $n$  s'écrit :

$$x_n = \left( \frac{2n - 1}{2N} \right) 2b \quad (2.5.1)$$

Entre les deux tronçons élémentaires  $n$  et  $n-1$  le système [2.5] s'écrit :

(2.6)

$$\begin{bmatrix} U_{n-1} \\ U'_{n-1} \end{bmatrix} = [T_n] \begin{bmatrix} U_N \\ U'_N \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } [T_n] = \prod_{j=n}^{j=N} [T_j]$$

ou bien

$$\begin{bmatrix} U_{n-1} \\ U'_{n-1} \end{bmatrix} = [t_n] \begin{bmatrix} U_n \\ U'_n \end{bmatrix}$$

le tronçon élémentaire " n " est constitué de deux lignes superposées et couplées de largeurs  $w_n$  et  $w'_n$  de résistances caractéristiques  $R_n$  et  $R'_n$ .

La capacité linéique de couplage entre les lignes superposées du même tronçon est définie par :

$$C_{12} = ck(n) \cdot \epsilon_0 \cdot \left[ \frac{W(n) \cdot W'(n)}{H(n) \cdot H'(n)} \epsilon_r \epsilon'_r \right]^{1/2} \quad (2.7)$$

Pour les structure planaires la relation [2.7] devient :

$$C_{12} = ck(n) \cdot \epsilon_0 \cdot \left[ \frac{W(n) \cdot W'(n)}{H \cdot H'} \epsilon_r \epsilon'_r \right]^{1/2} \quad (2.8)$$

soit  $b$  la longueur suivant l'axe  $Ox$  de la partie couplée de l'antenne plaque. Un découpage en  $N$  tronçons dans cette direction donne pour les lignes élémentaires une longueur  $\Delta l = b/N$ .

Deux lignes élémentaires 1,2 sont couplées au niveau du tronçon  $n$  par l'admittance  $Y_{12n}$  :

$$Y_{12n} = R_{12n} \frac{b C_{12} \omega}{N} \quad (2.9)$$

$R_{12n}$  étant la résistance caractéristique du couplage :

$$R_{12n} = (R_n R_n')^{1/2} \quad (2.10)$$

Nous poserons pour des facilités de calcul les coefficients sans dimension suivant :

$$C_n = R_n \frac{b C_{12} \omega}{N}$$

$$C_n' = R_n' \frac{b C_{12} \omega}{N}$$

$$d_n = (R_n / R_n')^{1/2}$$

Les exposants de transfert sur image de la tranches  $n$  relatifs à (D) et (M) sont définies respectivement par :

$$\theta_n = \left( \alpha_n + j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(\epsilon_e)_n} \right) \frac{2b}{N} \quad (2.11)$$

$$\theta'_n = \left( \alpha'_n + j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(\epsilon_e')_n} \right) \frac{2b}{N} \quad (2.12)$$

Les résistances caractéristiques sont données par :

$$R_n = \frac{R_0}{\sqrt{(\epsilon_e)_n}} \cdot F_n \quad (2.13.a)$$

$$R'_n = \frac{R_0}{\sqrt{(\epsilon_e')_n}} \cdot F'_n \quad (2.13.b)$$

Avec :

$$\begin{cases} F_n = \frac{1}{2\pi} \log \left( \frac{0.8H}{w(n)} + 0.25 \frac{w(n)}{H} \right) & \text{si } w(n) \leq H \\ F_n = \left[ \frac{w(n)}{H} + 1.393 + 0.667 \log \left( \frac{w(n)}{H} + 1.444 \right) \right]^{-1} & \text{si } w(n) > H \end{cases} \quad (2.14)$$

$F_n$  s'exprime de façon similaire. Les coefficients  $\alpha_n$  et  $\alpha'_n$  qui tiennent compte du rayonnement sont exprimés de la façon suivante :

$$\alpha_n = \frac{4\pi^3 R_0 H^2}{5 R_n \lambda_0^3} \frac{1}{\sqrt{(\epsilon_e)_n}} + \frac{\pi}{\lambda_0} \sqrt{(\epsilon_e)_n} \left( \text{tg} \delta + \frac{d}{H} \right) \quad (2.15)$$

$$\alpha'_n = \frac{4 \pi^3 R_o H'^2}{5 R'_n \lambda_o^3 \sqrt{(\epsilon'_e)_n}} + \frac{\pi}{\lambda_o} \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \left( \text{tg} \delta'_e + \frac{d'_s}{H'} \right) \quad (2.16)$$

$d_s$  et  $d'_s$  sont des l'épaisseur de penetration ,avec

$$d_s = (\pi f \mu_o \sigma)^{-1/2}$$

$\sigma$  ,  $\sigma'$  sont les conductivités des métaux,

$\delta$  ,  $\delta'$  sont les tangentes de pertes dans les diélectriques.

$R_o$  est la résistance du vide (egale a  $120 \pi$ )

La permittivité relative  $(\epsilon_e)_n$  est définie par l'expression suivante :

$$(\epsilon_e)_n = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} G_n \left( \frac{W(n)}{H} \right) \quad (2.17)$$

avec :

$$G_n = \begin{cases} \left[ 1 + 12 \frac{H}{W(n)} \right]^{-1/2} + 0.04 \left( 1 - \left( \frac{W(n)}{H} \right)^2 \right) & \text{pour } \left( \frac{W(n)}{H} \right) \leq 1 \\ \left[ 1 + 12 \frac{H}{W(n)} \right]^{-1/2} & \text{pour } \left( \frac{W(n)}{H} \right) \geq 1 \end{cases} \quad (3.18)$$

La matrice de transmission  $[tn]$  est donnée comme suit en [2.19] .

La valeur theorique du coefficient de surtension est donnée par :

	$\cosh \theta_n + \frac{1}{2} \left( d_n + \frac{1}{d_n} \right) \sinh \theta_n$	$-\frac{1}{2} \left( d_n - \frac{1}{d_n} \right) \sinh \theta_n$	$-j C'_n (\cosh \theta_n + d_n \sinh \theta_n)$	$-j C'_n (\cosh \theta_n + d_n \sinh \theta_n)$
	$+j C_n (\cosh \theta_n + d_n \sinh \theta_n)$	$+j C_n (\cosh \theta_n + d_n \sinh \theta_n)$		
	$\frac{1}{2} \left( d_n - \frac{1}{d_n} \right) \sinh \theta_n$	$\cosh \theta_n - \frac{1}{2} \left( d_n + \frac{1}{d_n} \right) \sinh \theta_n$	$j C'_n (\cosh \theta_n - d_n \sinh \theta_n)$	$j C'_n (\cosh \theta_n - d_n \sinh \theta_n)$
	$-j C_n (\cosh \theta_n - d_n \sinh \theta_n)$	$-j C_n (\cosh \theta_n - d_n \sinh \theta_n)$		
$[C_n] =$	$-j C_n (\cosh \theta'_n + \frac{1}{d_n} \sinh \theta'_n)$	$-j C_n (\cosh \theta'_n + \frac{1}{d_n} \sinh \theta'_n)$	$\cosh \theta'_n + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{d_n} + d_n \right) \sinh \theta'_n$	$-\frac{1}{2} \left( \frac{1}{d_n} - d_n \right) \sinh \theta'_n$
$h \gamma$			$+j C'_n (\cosh \theta'_n + \frac{1}{d_n} \sinh \theta'_n)$	$+j C'_n (\cosh \theta'_n + \frac{1}{d_n} \sinh \theta'_n)$
	$j C_n (\cosh \theta'_n - \frac{1}{d_n} \sinh \theta'_n)$	$j C_n (\cosh \theta'_n - \frac{1}{d_n} \sinh \theta'_n)$	$\frac{1}{2} \left( \frac{1}{d_n} - d_n \right) \sinh \theta'_n$	$\cosh \theta'_n - \frac{1}{2} \left( \frac{1}{d_n} + d_n \right) \sinh \theta'_n$
			$-j C'_n (\cosh \theta'_n - \frac{1}{d_n} \sinh \theta'_n)$	$-j C'_n (\cosh \theta'_n - \frac{1}{d_n} \sinh \theta'_n)$

réalisée en trois étapes. Le calcul est donné par [1] :

microbande d'alimentation et d'antenne plaques circulaires sans

L'admittance au point (C) fonction entre la ligne

second par onde coaxiale

le premier par ligne microbande

concentrique (p) on considère deux modes d'alimentation

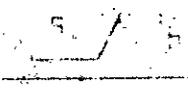
chargée par un directeur circulaire (q) de diamètre (2p)

pas de présence d'une antenne circulaire (u) de diamètre (2q)

après avoir étudié que certaines plaques de forme quelconque

2.4) Antenne plaques avec directeurs circulaires :

Il s'agit de l'axe d'une microbande

$$B(\%) = 100 \frac{S}{I} \quad (2.21)$$


réalisée par :

La bande passante théorique est donnée dans le cas des antennes

partie égale et la partie négative de l'admittance d'entrée

Noter  $Re(Y)$  et  $Im(Y)$  représentent respectivement la

$$Y = \frac{Z_R(Y)}{Z_R(Y)} \left[ \frac{d}{L} \right] \quad (2.20)$$

# CHAPITRE III

## Chapitre III

## Methode L.M.A amelioree

La méthode L.M.A décrite précédemment peut être améliorée en utilisant d'autres formules plus lourdes qui prennent en compte cette fois-ci l'épaisseur du conducteur rayonnant, l'effet d'entassement, les pertes diélectriques, ohmique et de conduction, l'effet de dispersion, la fréquence maximale opératoire ainsi que les tensions de claquages, dont la validité quintuple le domaine de  $w/h$ , le faisant passer de  $0.05 \leq w/h \leq 20$  à  $0.01 \leq w/h \leq 100$  [13].

Comme la conception d'antennes plaquées assistée par ordinateur exige des expressions aisément programmable, nous avons utilisés pour le calcul des différents paramètres des expressions fermées rapportées par Wheels, Shneider, Hammerstad et d'autres [5], [6].

Chaque ligne microruban est caractérisée par son impédance caractéristique  $Z_0^a$  qui pour une permittivité relative  $\epsilon_r=1$  et une épaisseur du ruban  $t=0$ , est donnée par [6]:

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[ - \left( \frac{20.666}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (3.2)$$

$$\eta_0 = 120 \pi \approx 377 \Omega$$

La précision de ces expressions est mieux que 0.01 % pour  $u \leq 1$  et mieux que 0.03 % pour  $u \leq 1000$ . La constante diélectrique effective  $\epsilon_{re}(u, \epsilon_r)$  peut être exprimée par :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[ 1 + \frac{10}{u} \right]^{-a(u)b(\epsilon_r)} \quad (3.3)$$

avec :

$$a(u) = 1 + (1/49) \log \left( \frac{u^4 + \left( \frac{u}{52} \right)^2}{u^4 + 0.432} \right) + (1/10.7) \log \left( 1 + \left( \frac{u}{10.1} \right)^3 \right) \quad (3.4)$$

$$b(\epsilon_r) = 0.504 \left( \frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (3.5)$$

La précision de ce modèle est mieux que 0.2 % pour  $\epsilon_r \leq 120$  et  $0.01 \leq u \leq 100$ . La valeur quasi statique de l'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_0(u, \epsilon_r) = \frac{Z_0(u)}{\sqrt{\epsilon_{re}(u, \epsilon_r)}} \quad (3.6)$$

3.1) Effet de l'épaisseur du ruban :

L'effet de l'épaisseur sur  $Z_0$  et  $\epsilon_{re}$  des lignes microrubans a également été incorporé dans les expressions fermées [3],[4],[7].

Des formules précises de  $Z_0$  et  $\epsilon_{re}$  dans le cas de ruban d'épaisseur  $t$  sont données par [6] :

$$Z_0(u, \epsilon_r, t) = \frac{Z_0^a(u_r)}{\sqrt{\epsilon_{re}(u_r, \epsilon_r)}} \quad (3.7)$$

$$\epsilon_{re}(u, \epsilon_r, t) = \epsilon_{re}(u_r, \epsilon_r) \left[ \frac{Z_0(u_a, \epsilon_r)}{Z_0(u_r, \epsilon_r)} \right]^2 \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} u_a &= u + \Delta u_a \\ u_r &= u + \Delta u_r \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\Delta u_a = \frac{t}{\pi h} \log \left( 1 + \frac{4 h \exp(1)}{\coth^2 \sqrt{6.517 u}} \right) \quad (3.10)$$

$$\Delta u_r = \frac{\Delta u_a}{2} \left( 1 + \frac{1}{\operatorname{ch} \sqrt{\epsilon_r - 1}} \right)$$

### 3.2) Effet d'enfermement :

La plupart des applications de circuit microruban nécessitent un capsulage ou un recouvrement du ruban central par une feuille métallique à une hauteur  $h'$  au dessus du ruban. Si la dimension de

cette feuille (qui peut être égale à celle du plan de masse) dans la section transverse de la ligne est très supérieure à  $h$  ( $h' \gg h$ ), l'effet des parois latérales si elles existent peut être négligé.

Selon [2], pour un ruban encapsulé on a :

$$Z_o^a = Z_{o0}^a - \Delta Z_o^a$$

$$\Delta Z_o^a = \begin{cases} P & \text{pour } (w/h) \leq 1 \\ P/Q & \text{pour } (w/h) \geq 1 \end{cases} \quad (3.11)$$

$$P = 270 \left[ 1 - \text{th} \left( 0.28 + 1.2 \sqrt{\frac{h'}{h}} \right) \right] \quad (3.12)$$

$$Q = 1 - \text{argth} \left[ \frac{0.48 \sqrt{\frac{w}{h} - 1}}{\left( 1 + \frac{h'}{h} \right)^2} \right] \quad (3.13)$$

Où  $Z_{o0}^a$  est l'impédance caractéristique avec écran à l'infini  $h' = \infty$ ,  $a$  indique que le diélectrique est l'air.

$\Delta Z_o^a$  est la chute d'impédance induite par l'écran.

La distance plan de masse plan supérieur de recouvrement étant ( $h' + h$ ), la constante diélectrique effective est calculée à partir du facteur de remplissage  $q$  comme il suit :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + q \frac{\epsilon_r - 1}{2} \quad (3.14)$$

$$q = q_c (q_\omega - q_T) \quad (3.15)$$

$$q_\omega - q_T = \left( 1 + \frac{10^{-0.1(\epsilon_r - 1)}}{u} \right) \quad (3.16)$$

$$q_T = \frac{2t}{\pi h} \frac{\text{Log}(2)}{\sqrt{\frac{w}{h}}} \quad (3.17)$$

$$q_c = \text{th} \left[ 1.043 + 0.121 \frac{h'}{h} - 1.164 \frac{h}{h'} \right] \quad (3.18)$$

$$Z_0 = \frac{Z_0^d}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.19)$$

Pour  $1 \leq \epsilon_r \leq 30$  ;  $0.05 \leq \frac{w}{h} \leq 20$  ;  $\frac{t}{h} \leq 0.1$  ;  $1 < \frac{h'}{h} < \omega$  ;  
l'erreur maximale sur  $Z_0$  et  $\epsilon_{re}$  reste inférieure à 1 %.

Pour  $h'/h \geq 5$  l'effet de la feuille courante sur les caractéristiques du microruban devient négligeables.

### 3.3) Effet de dispersion

Heureusement  $Z_0$  et  $\epsilon_{re}$  varient peu avec la fréquence, la dépendance en fréquence de la permittivité influence la dispersion par la vitesse de phase, alors que la dépendance en fréquence de la largeur effective  $w_e$  influence la dispersion par l'impédance caractéristique. Cependant la fréquence  $f_d$  en dessous de laquelle la dispersion peut être négligée est donnée par :

$$f = 0.3 \sqrt{\frac{Z_0}{h \sqrt{\epsilon_r - 1}}} \quad (3.20)$$

Où  $f_d$  est en GHz et  $h$  en cm

Selon la relation (20), les lignes d'impédance caractéristique élevée et de substrat mince ont une fréquence  $f_d$  assez élevée.

Pour  $2 \leq \epsilon_r \leq 16$  ;  $0.06 \leq \frac{w}{h} \leq 16$  ;  $f < 100$  GHz on a selon Yamashita et al [9] :

$$\epsilon_{re}(f) = \left[ \frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_{re}}}{1 + 4 F^{-1.5}} + \sqrt{\epsilon_{re}} \right]^2 \quad (3.21)$$

$$F = \frac{4 h \sqrt{\epsilon_r - 1}}{\lambda_0} \left\{ 0.5 + \left[ 1 + 2 \text{Log} \left( 1 + \frac{w}{h} \right) \right]^2 \right\} \quad (3.22)$$

où  $\epsilon_{re}$  est la valeur quasi statique obtenue précédemment.

$$Z_0(f) = Z_0 \frac{\epsilon_{re}(f) - 1}{\epsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_{re}(f)}} \quad (3.23)$$

où  $Z_0$  est la valeur quasi statique.

#### 3.4) Les pertes :

Une expression fermée pour les pertes ohmiques  $\alpha_c$  ( en Db par unité de longueur ) est selon [2] :

$$\alpha_c = \begin{cases} 1.38 \frac{R_s'}{h Z_0} \frac{32 - \left(\frac{w'}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{w'}{h}\right)^2} \Lambda & \text{si } w \leq t \\ 6.1 \cdot 10^{-5} \frac{R_s' Z_0 \epsilon_r \epsilon(f)}{h} \left[ \frac{w'}{h} + \frac{0.667 \frac{w'}{h}}{\frac{w'}{h} + 1.444} \right] \Lambda & \text{si } w \geq t \end{cases} \quad (3.24)$$

$$\Lambda = \begin{cases} 1 + \frac{h}{w'} \left[ 1 + \frac{1.25 t}{\pi w} + \frac{1.25}{\pi} \text{Log} \left( \frac{4\pi w}{t} \right) \right] & \text{si } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ 1 + \frac{h}{w'} \left[ 1 - \frac{1.25 t}{\pi h} + \frac{1.25}{\pi} \text{Log} \left( \frac{2h}{t} \right) \right] & \text{si } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (3.25)$$

$$\frac{w'}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25 t}{\pi h} \left( 1 + \text{Log} \left( \frac{4\pi w}{t} \right) \right) & \text{si } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25 t}{\pi h} \left( 1 + \text{Log} \left( \frac{2h}{t} \right) \right) & \text{si } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (3.26)$$

$$R_s' = R_s \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \text{Arctg} \left[ 1.4 \left( \frac{\Delta}{\delta} \right)^2 \right] \right\} \quad (3.27)$$

Où  $R_s'$  est la résistivité superficielle,  $\delta$  l'épaisseur de peau et  $\Delta$  traduit la rugosité de surface r.m.s. Comme au ondes millimétriques, l'épaisseur de peau est donnée par :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \approx \frac{1}{10} \text{ de micron}$$

La rugosité doit être maintenue à moins de 0.1 micron pour avoir les pertes de conduction faibles dans le microruban, ce qui implique  $t > 4\delta$ .

Les pertes diélectriques  $\alpha_d$  (en db/m) sont données par :

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r(f)}} \frac{\epsilon_r(f) - 1}{(\epsilon_r - 1)} \frac{\text{tg}(\delta)}{\lambda_0} \quad (3.28)$$

Les pertes totales dans le microruban sont :

$$\alpha_T = \alpha_d + \alpha_c = \alpha \quad (3.29)$$

L'augmentation de température induite par les pertes diélectrique et ohmiques limitent la puissance moyenne du microruban, alors que les perforations entre le ruban et le plan de masse limitent la puissance de crête. Ainsi pour la limitation de la puissance moyenne  $\bar{P}$  on a :

$$\bar{P} = \frac{T_{\text{max}} - T_{\text{amb}}}{\Delta T} \quad (3.30)$$

$$\text{avec } \Delta T = \frac{h}{k} \left[ \frac{\Delta P_c}{W_e} + \frac{\Delta P_d}{2W_{\text{eff}}(f)} \right] \quad (^\circ\text{C/Watt})$$

ou  $K$  est la conductivité du substrat .

$$W_e = 120 \pi h / Z_0^2 \quad (3.31)$$

$$W_{\text{eff}}(f) = W + \frac{W_e - W}{1 + (f/f_p)^2} \quad \text{où } f_p = \frac{Z_0}{2\mu_0 h} \quad (3.32)$$

$$\Delta P_c = 1 - \exp(-2.303 \alpha_c) \quad (\text{W/m}) \quad (3.33)$$

$$\Delta P_d = 1 - \exp(-2.303 \alpha_d) \quad (\text{W/m}) \quad (3.34)$$

où  $\alpha_c$  et  $\alpha_d$  sont exprimés en db/m,  $T_{max}$  est la température maximale opératoire ;  $T_{amb}$  est la température ambiante,  $Z_0$  l'impédance caractéristique du microruban avec l'air comme diélectrique,  $\mu_0$  est la perméabilité du vide.

Pour la limitation de puissance crêtes  $P_p$  on a la tension de crête P.P.H.C (soit Peak Power Handling Capability) du microruban. Si  $Z_0$  est l'impédance caractéristique du microruban et  $V_0 = E h$ , la tension maximale avant claquage, on a :

$$P_p = \frac{V_0^2}{2 Z_0} \quad (3.35)$$

Donc les lignes à substrat d'épaisseur élevée et à impédance caractéristique faible ont un P.P.H.C élevé pour un champ de claquage  $E$  donné.

### 3.5) Le facteur de qualité :

Le facteur de qualité  $Q$  d'un résonateur est lié à l'atténuation total du circuit par :

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha_T} \quad \text{où } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{re}} \quad (3.36)$$

Dans un résonateur demi-onde, si on considère les pertes par rayonnement  $\alpha_r$  dues aux ouvertures et discontinuités terminales, on obtient :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_r} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r}$$

(3.37)

ou  $Q_c, Q_d, Q_r$  correspondent respectivement aux facteurs de qualité du métal, du diélectrique et du rayonnement. Le facteur de qualité du circuit  $Q_o$  est donné par

$$Q_o = \frac{\pi \sqrt{\epsilon_{re}(f)}}{\lambda_o (\alpha_c + \alpha_d)} \quad (3.38)$$

Celui du rayonnement  $Q_r$  est donné par :

$$Q_r = \frac{Z_o(f)}{480 \pi \left(\frac{h}{\lambda_o}\right)^2 R} \quad (3.39)$$

où

$$R = \frac{\epsilon_{re}(f) + 1}{\epsilon_{re}(f)} - \frac{[\epsilon_{re}(f) - 1]^2}{2[\epsilon_{re}(f)]^{3/2}} \text{Log} \left[ \frac{\sqrt{\epsilon_{re}(f) + 1}}{\sqrt{\epsilon_{re}(f) - 1}} \right] \quad (3.40)$$

Pour une fréquence donnée,  $Q(h)$  d'un résonateur demi-onde passe par un maximum pour une certaine épaisseur  $h=h_{optimal}$ . Celle-ci décroît quand la fréquence augmente et quand la permittivité décroît.

### 3.6) Fréquence opératoire maximale .

La limitation en fréquence est due à divers facteurs tels que l'excitation des modes supérieurs, aux pertes élevées, aux tolérances de fabrication étroites, à la fragilité en manipulation, aux effets de discontinuités etc. La fréquence à laquelle un couplage significatif se présente entre le mode quasi T.E.M et les ondes de

surfaces d'ordre le plus faibles des modes supérieur est donnée par :

$$f_T = \frac{150}{\pi h} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r - 1}} \arctg(\epsilon_r) \quad (3.41)$$

où  $f_T$  est en GHz,  $h$  en mm.

Exemple pour  $\epsilon_r = 2.17$ ,  $h = 1.6$  mm on a  $f_T = 44.5$  GHz.

### 3.7) Influence du coefficient de couplage:

Pour deux lignes superposées consécutives, de ratio d'ouverture  $\rho_1$  et  $\rho_2$  le coefficient de couplage s'écrit d'après [14] et [15] :

$$c_{12} = \sqrt{\rho_1 \rho_2} \quad (3.42)$$

Les ratios d'ouvertures s'écrivent :

$$\rho_{1n} = \frac{1}{1 + u} \quad (3.43)$$

On introduit le facteur de répartition  $1/L_{12}$  :

$$L_{12} = \frac{\sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{F}}}{1 + \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{F}} + \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{F_p}}} \quad (3.44)$$

On introduit le facteur  $P_{12}$  :

Facteur de couplage(k) en fonction  
de  $(W2/H2)$

$$\epsilon_r = 2.33$$

- $H1/H2=1$
- - -  $H1/H2=1/2$
- - -  $H1/H2=2$

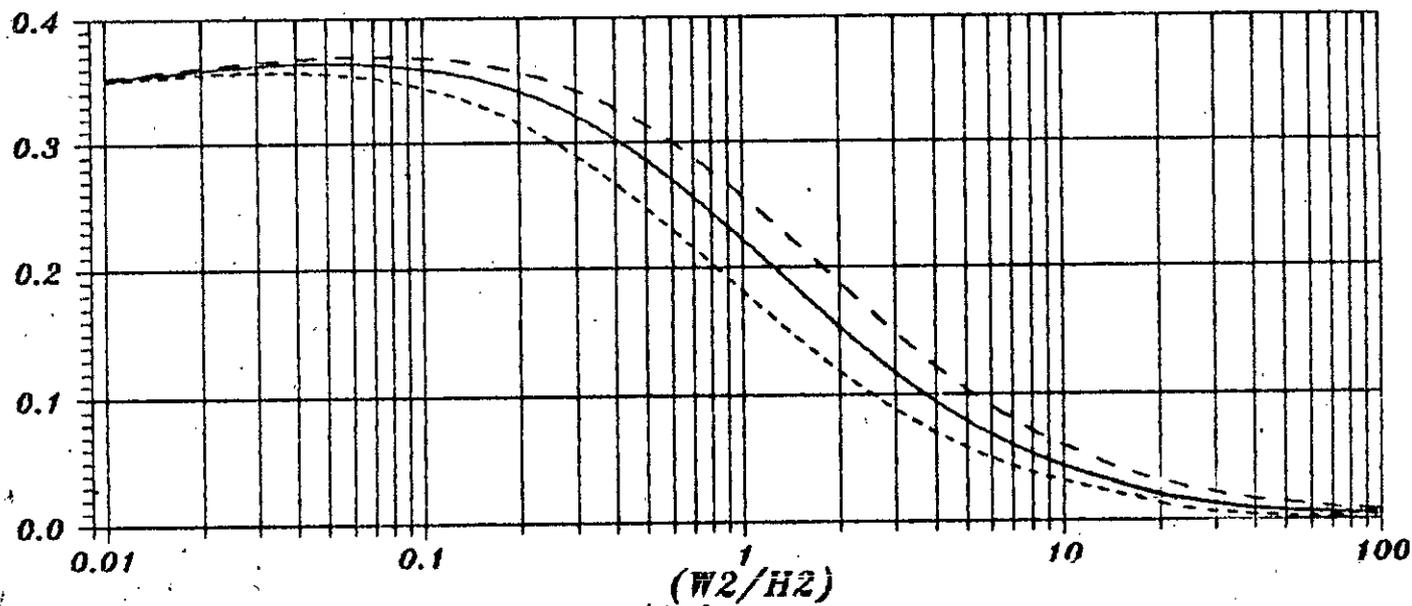


Figure (2.1)

$$P_{12} = \left[ 1 - \left( \frac{w_p - w}{w_p + w} \right) \right]^{(1+\alpha)} \quad (3.45)$$

avec  $\alpha$  déterminable expérimentalement :  $|\alpha| < 1$ .

D'où le coefficient de couplage :

$$c_k = P_{12} \rho_n \frac{1}{L_{12}} \quad (3.46)$$

Les variations du coefficient de couplage en fonction du rapport  $w/h$  sont données sur la figure [fig 2.1] pour différentes hauteurs du substrat pour un patch circulaire avec directeur. On remarque que ce coefficient reste confiné entre 0 et 0.35 pour le rapport  $w/h$  compris entre 0.01 et 100. Le coefficient de couplage s'annule pour des  $w/h$  tendant vers 100 et possède son maximum pour le rapport  $w/h$  compris entre 0.01 et 0.1.

# CHAPITRE IV

Resultats obtenus

Nous avons testé notre programme sur des antennes qui sont tel que leur  $w/h$  est compris entre  $0.05 < w/h < 20$ , en premier lieu et puis  $0.01 < w/h < 100$ . Les antennes testés, et ceci afin de comparer nos résultats avec ceux des mesures, traites par d'autres auteurs. Nous avons introduit une couche d'air et testé notre programme pour les deux cas théorique et pratique cités plus haut. En dernier lieu, nous avons testé notre programme sur une antenne plaque avec diamètre du directeur supérieur au diamètre de l'antenne.

Les résultats obtenus sont donnés dans ce qui suit.

#### 4.1) Application a un patch circulaire isolé :

Pour les paramètres suivant :

$$a = 6.84 \text{ mm} ; H = 1.59 ; t\delta = 0.0012 ; ds = 22 \cdot 10^{-6}$$

$$N = 200 ; \epsilon_r = 2.17$$

$a$  : Diamètre de l'antenne .

$H$  : Hauteur du substrat .

$t\delta$  : Facteur de pertes dans le diélectrique

$N$  : Nombre de découpages .

nous avons obtenus les résultats resumés dans le tableau [tab 4.1] et présentés sur l'abaque [ab 4.1] :

	$f_{min}$	$f_{max}$	$\frac{\Delta f}{f_0}$	Rmax
Notre	7.65	8.21	7.00	702
[1]	7.65	8.21	7.00	330

Tab [4.1] a un patch circulaire isolé .

$\frac{\Delta f}{f_0}$  : Bande passante correspondant a un T.O.S  $\leq 2$  .

$$\Delta f = (f_{max} - f_{min}) .$$

$f_{max}$  ,  $f_{min}$  : fréquence maximale et minimale aux point de rencontre de la courbe representant l'impédance d'entrée normalisée et le cercle de T.O.S 2 .

$f_0$  : fréquence centrale (moyenne arithmétique entre  $f_{min}$  et  $f_{max}$ )

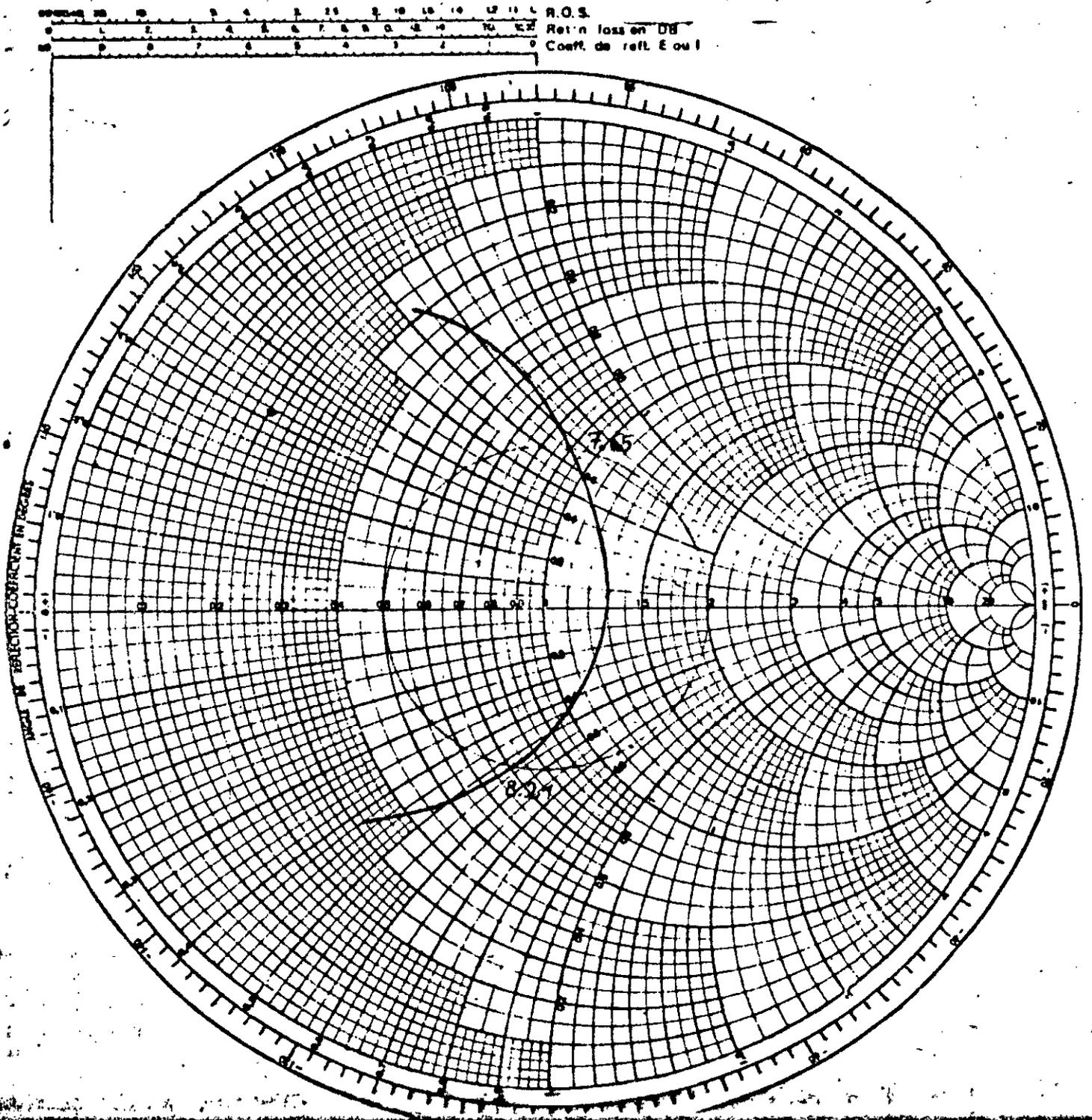
B : bande passante theorique donné précédement .

La valeur theorique de Fr = 7.79 Ghz est comparee avec la valeur mesurée au laboratoire qui est égale a 7.70 Ghz [1].

Le cas etudie correspond a  $a/h = 4.27$  et  $Qr = 9.85$  donne une bande passante de 7%

Les résultats obtenues selon notre modèle [ ab 5 1 ] sont en accord avec ceux de la theorie ,et ceux obtenus par d'autres auteurs [1] .

#### 4.2) Application au patch circulaire avec directeur :



[ab 4.1]

patch circulaire isolée

de rayon  $a = 6.84$  (mm) $H = 1.59$  mm $\epsilon_r = 9.17$  $N = 200$ 

$$f_{\min} = 7.65 \text{ GHz}$$

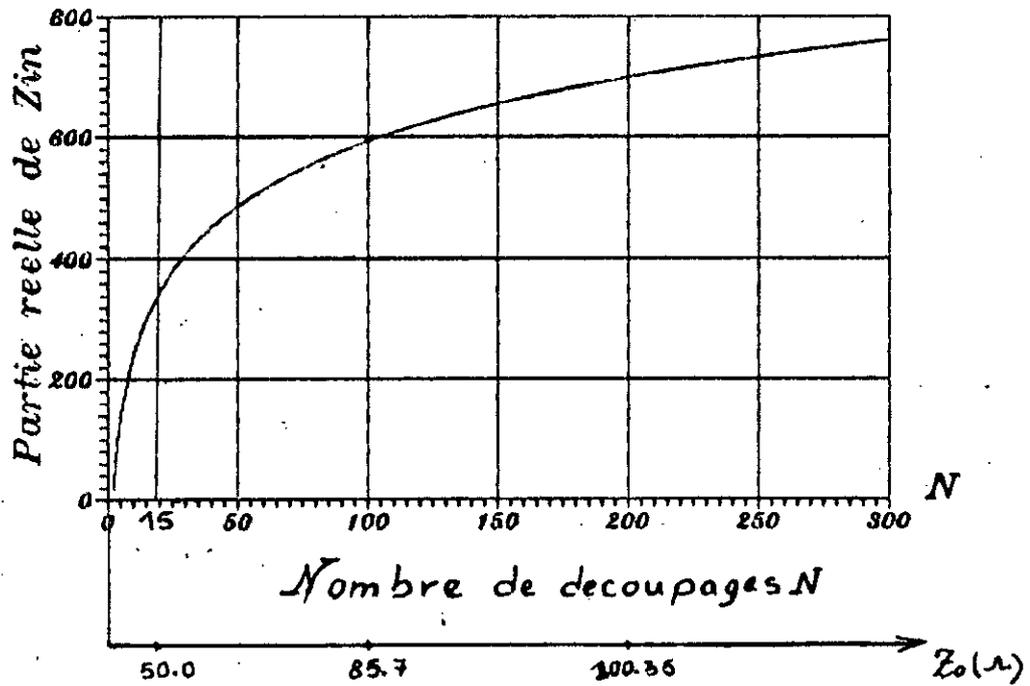
$$Z_n = 540 \Omega$$

$$f_{\max} = 8.21 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7.93 \text{ GHz}$$

$$\Delta f = 0.56$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 7.06 \%$$



Variation de la partie réelle de  $Z_{in}$   
en fonction du nombre de découpage  $N$

[Fig 4.1]

On introduit à présent un directeur dont on étudie l'effet sur la bande passante de l'antenne.

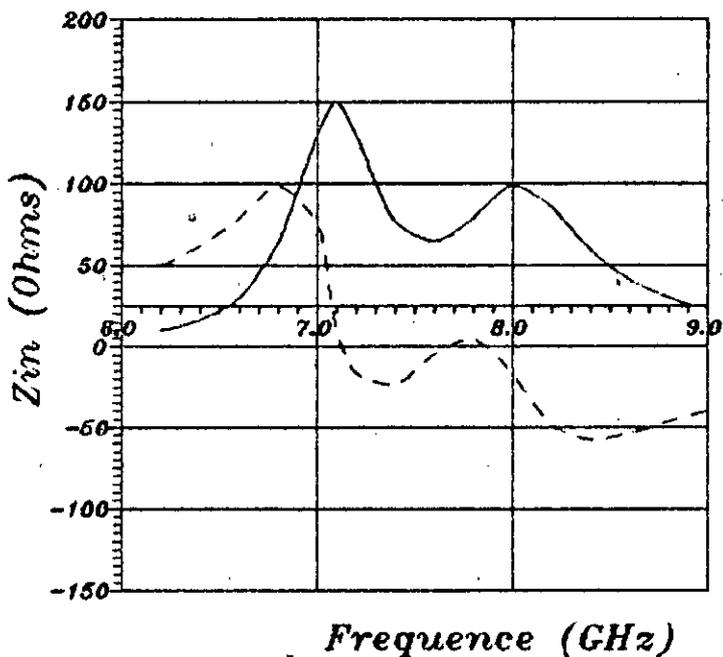
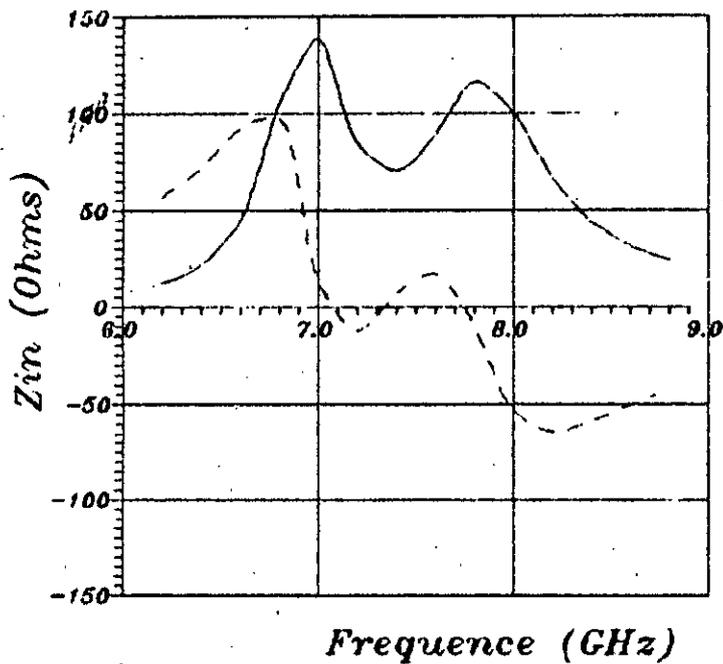
Pour une antenne (M) ( de rayon  $a = 6.84 \text{ mm}$  ,  $h' = 1.6 \text{ mm}$  et  $\epsilon_r' = 2.17$  ) on fait varier le rayon  $b$  du directeur ayant  $h = 1.6 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.17$ . L'introduction du directeur fait passer la bande passante de 7% à 17 % pour un T.O.S  $\leq 2$ . Ces résultats sont conformes à ceux obtenus par d'autres auteurs à l'aide de la méthode de l'équation intégrale dans le domaine spectral. La différence réside dans le fait que le point double de la boucle se situe dans la partie capacitive de l'abaque de Smith, ce qui est normal pour des structures bicouches dans lesquelles la dimension de l'antenne est supérieure à celle du directeur.

Les abaques [ 4 , 2-1 ], [ 4 , 2-2 ], [ 4 , 2-3 ], [ 4 , 2-4 ], [ 4 , 2-4 ] montrent l'impédance d'entrée  $Z_E = 1/Y_E$  obtenue par notre modèle. Le rayon du directeur varie de  $6.25 \text{ mm}$  à  $6.83 \text{ mm}$  en respectant la condition  $(a-b)/a \leq 10\%$ . Les figures (fig3, fig4, fig5, fig6, fig7) donnent pour  $b$  égale respectivement à (6.83 , 6.65 , 6.45 , 6.25 ) les parties réelles et imaginaires de  $Z_E$ .

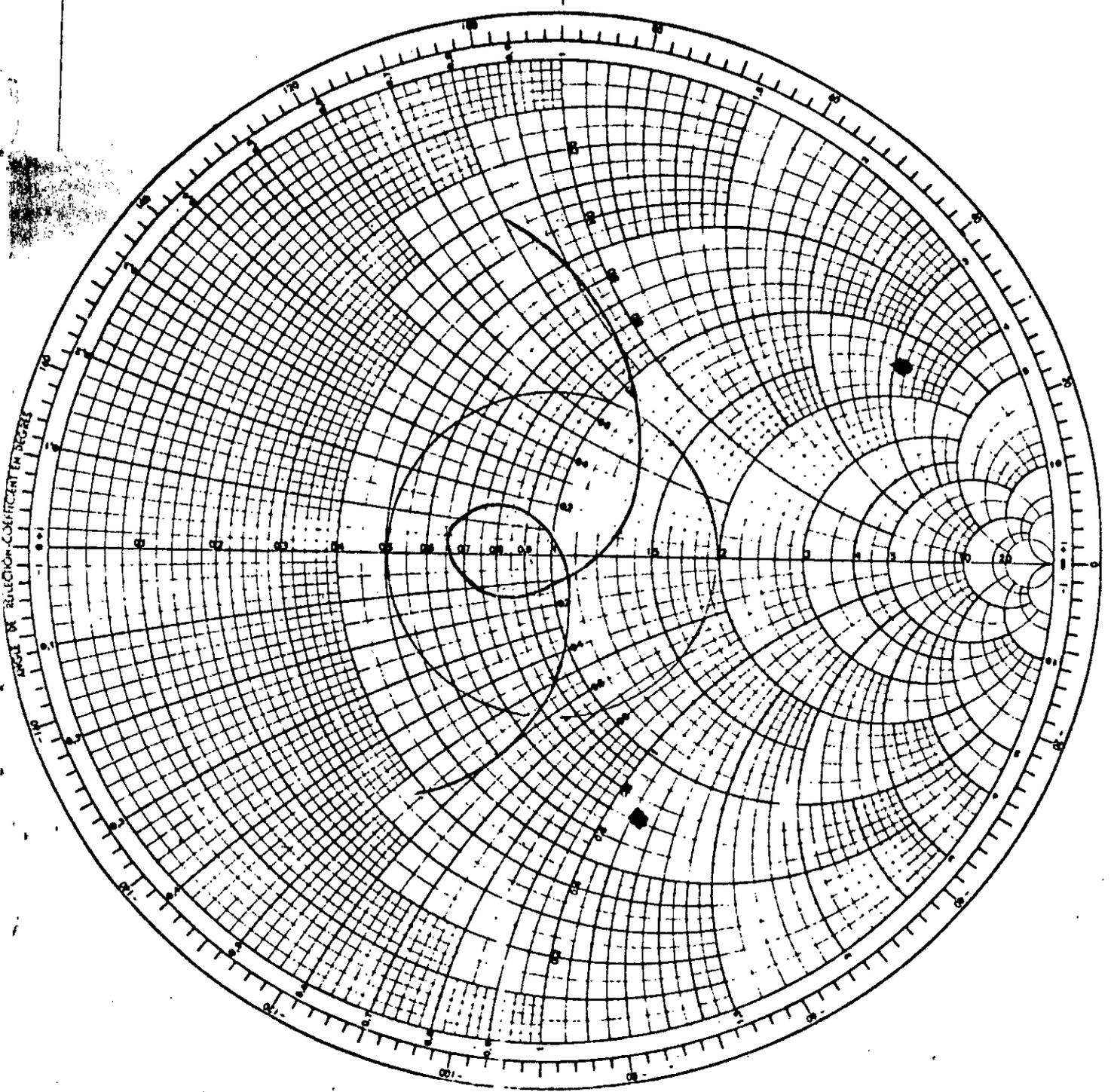
On choisit généralement l'impédance de normalisation pour centrer la boucle de l'impédance d'entrée au centre de l'abaque de Smith .

De ce fait le choix de la position du point d'excitation de l'antenne permet d'adapter l'impédance autour de la résistance de normalisation pratique ( 50 , 75 ou 100 Ohms ) D'ailleurs quelque soit la position du point d'excitation de l'antenne ; la fréquence de résonance et la bande passante restent invariants . Chose que nous étudierons dans un prochain chapitre .

Les résultats que nous avons trouvés sont représentés sur le tableau suivant [tab 4 2 ] .

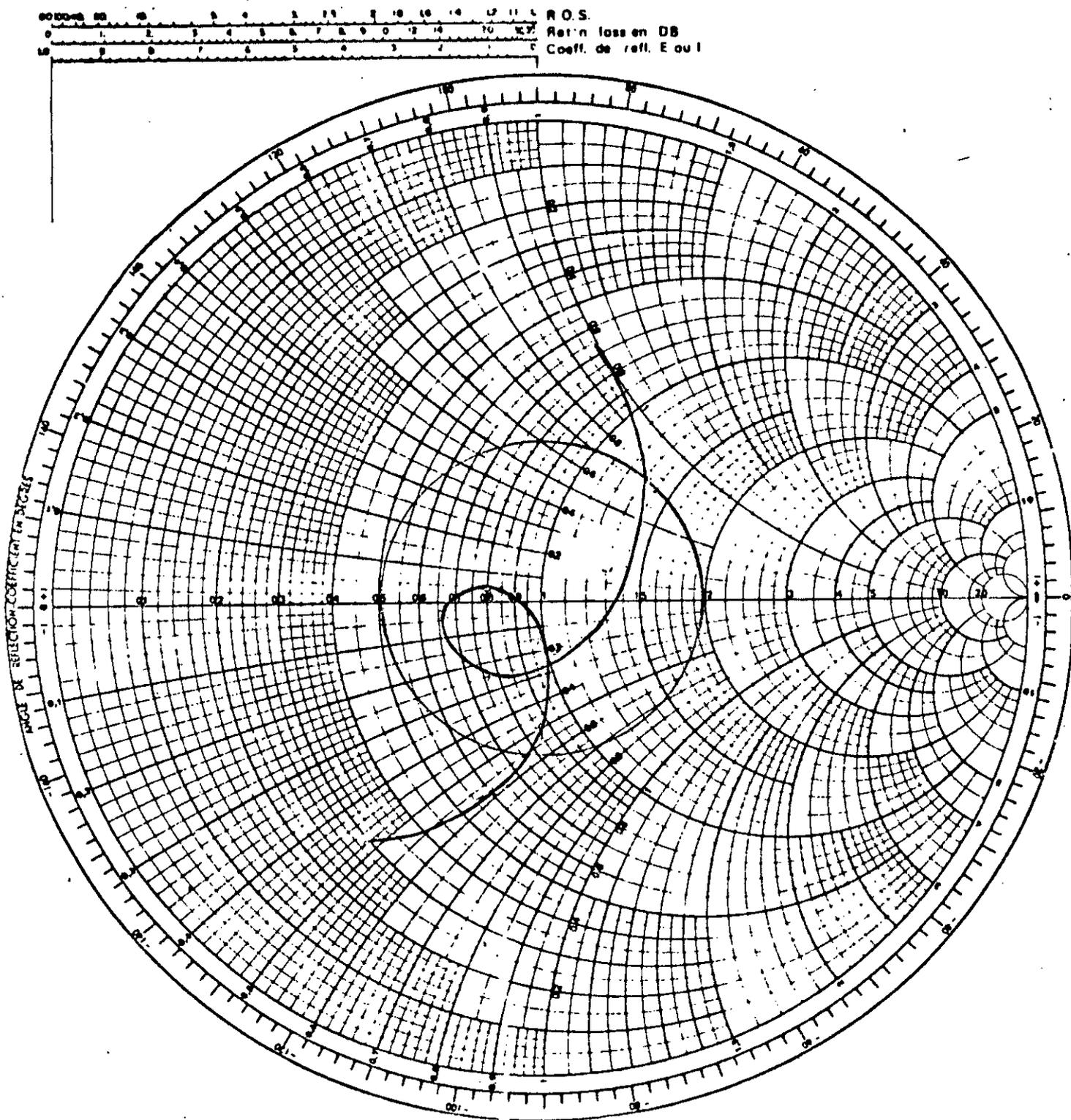


R.O.S.  
Ret'n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



cas d'un patch circulaire  
de rayon  $0.84$  (mm) avec  
directeur de rayon  $0.83$  (mm)  
 $d = \lambda_0 = 22.10^{-8}$   
 $c = 2.17$   
 $b' = 2.17$   
 $N = 200$   $H = H' = 1.59$  (mm)  
 $\log \delta = 0.0012$

$Z_n = 110$   
 $f_{min} = 6.9 \text{ GHz}$   
 $f_{max} = 8.4 \text{ GHz}$   
 $f_0 = 7.5 \text{ GHz}$   
 $\frac{\Delta f}{f_0} = 16\%$



Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.66 (mm)  
 $d = ds = 22 \cdot 10^{-6}$

$$\epsilon = 2.17$$

$$\epsilon' = 2.17$$

$$N = 200 \quad H = H' = 1.59 \text{ (mm)}$$

$$\text{tg } \delta = 0.0012$$

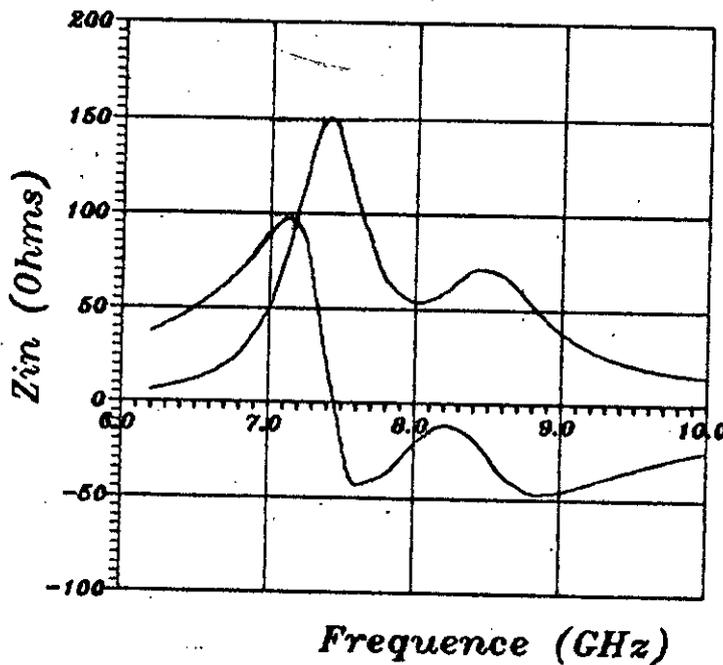
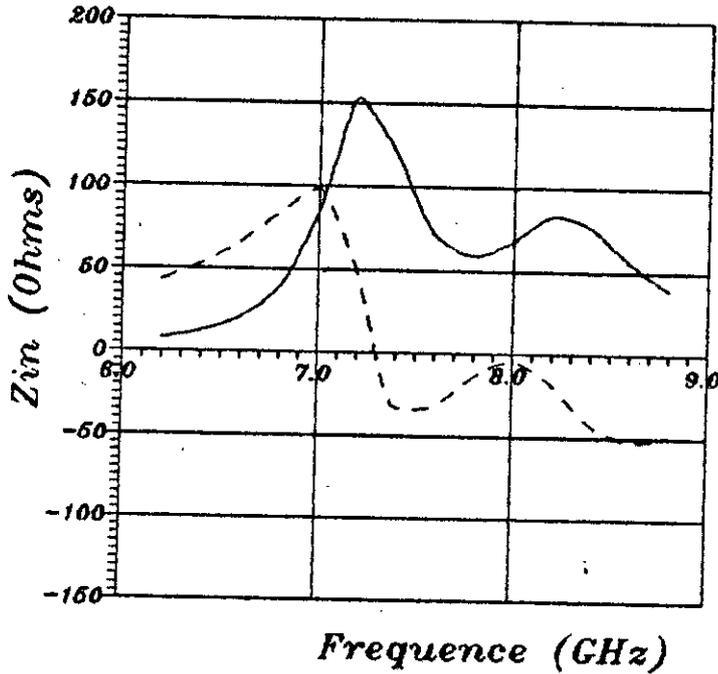
$$Z_u = 100$$

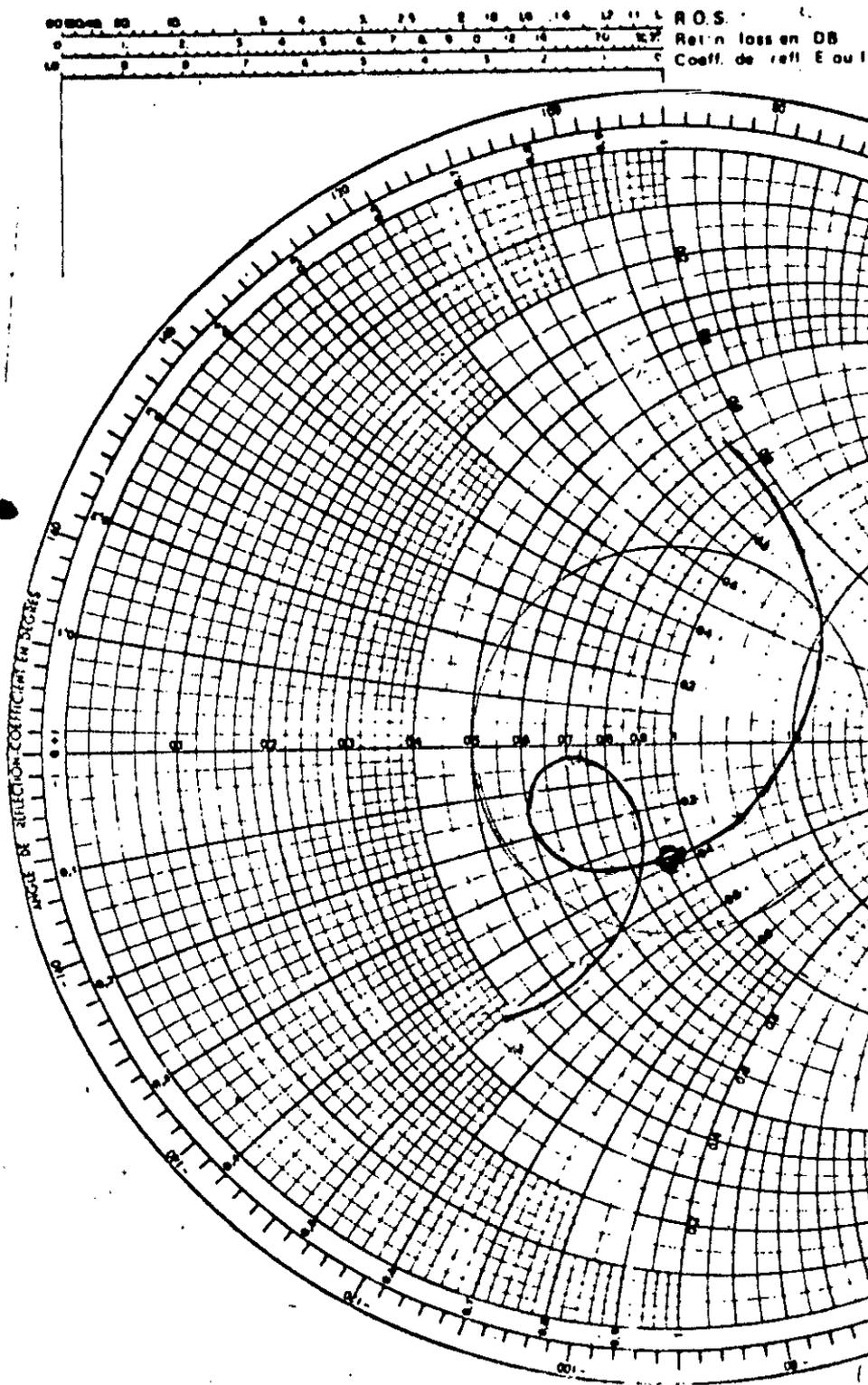
$$f_{\text{min}} = 7.0 \text{ GHz}$$

$$f_{\text{max}} = 8.3 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7.65 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 17 \%$$





Cas d'un patch circulaire  
de rayon  $0.84$  (mm) avec  
directeur de rayon  $0.45$  (mm)  
 $d = d' = 22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N = 200$   $H = H' = 1.59$  (mm)  
 $t_{\psi} = 0.0112$

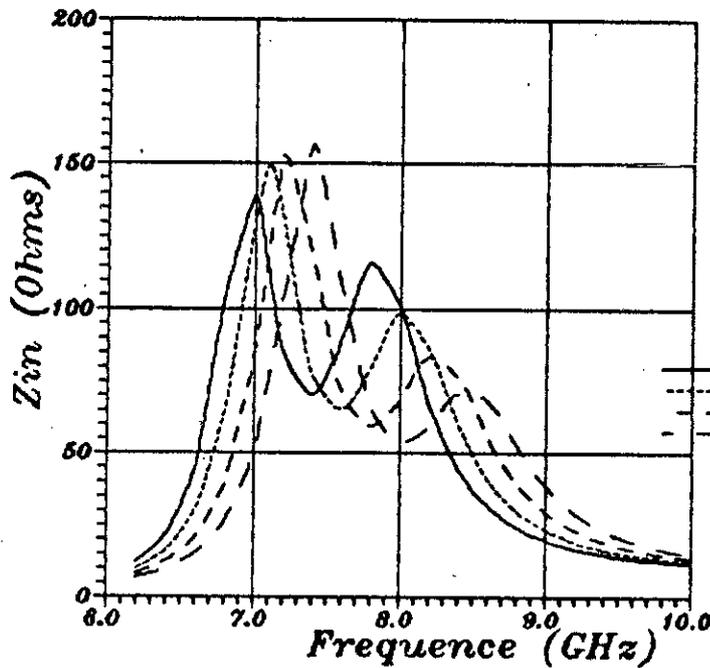
$$Z_n = 100$$

$$f_{\max} = 7.15 \text{ GHz}$$

$$f_{\min} = 8.43 \text{ GHz}$$

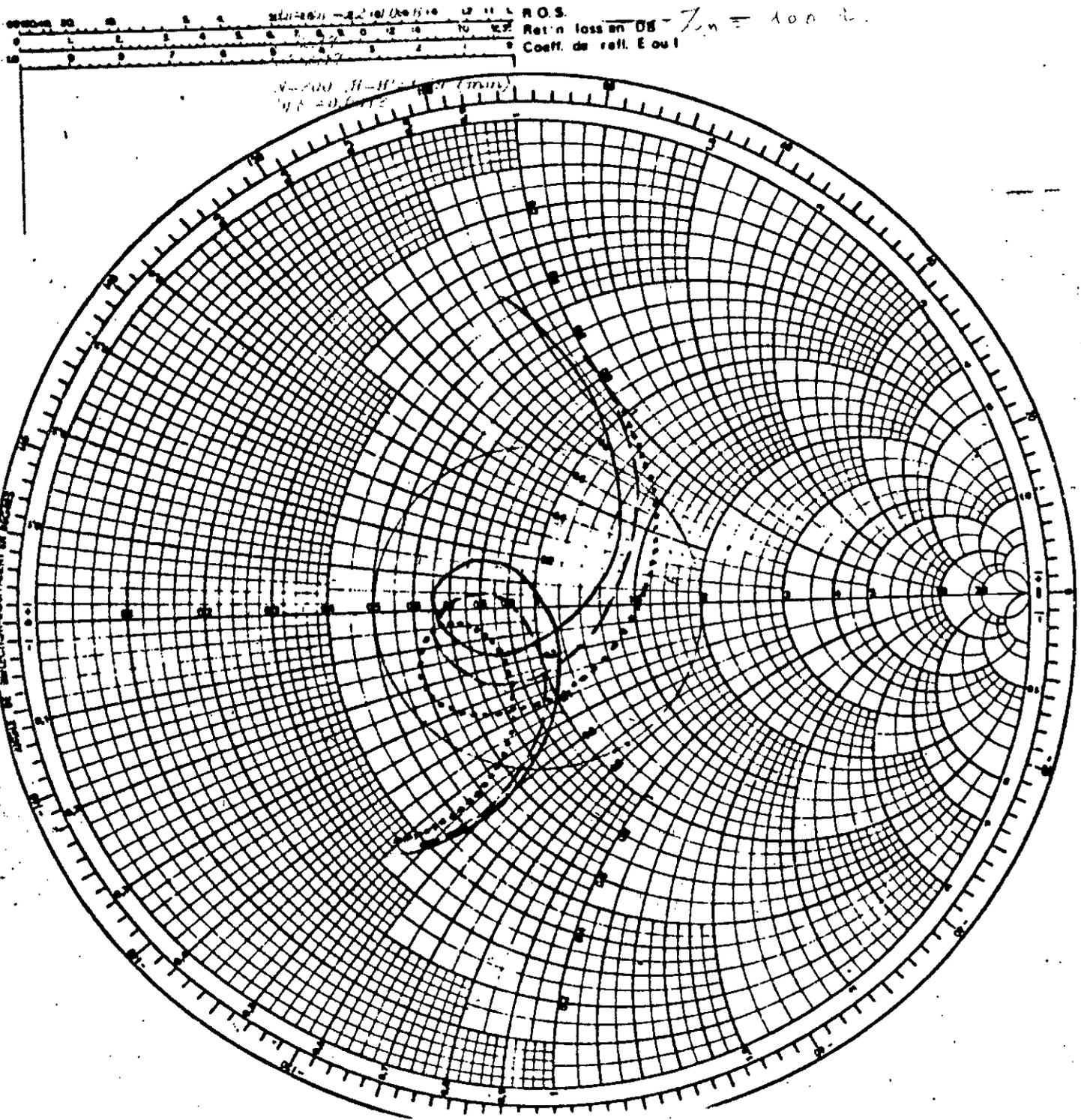
$$f_0 = 7.79 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 16.43\%$$



du directeur sur l'impédance  
d'entrée d'un patch circulaire

— Rayon du directeur = 6.88 (mm)  
- - - Rayon du directeur = 6.66 (mm)  
... Rayon du directeur = 6.45 (mm)



Influence du rayon  
du directeur sur l'impédance  
d'entrée d'un patch circulaire

— Rayon du directeur = 6.88 (mm)  
- - - Rayon du directeur = 6.66 (mm)  
... Rayon du directeur = 6.45 (mm)

$d_s = d_s' = 22 \cdot 10^{-3}$   
 $\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$   
 $N = 200, H = H' = 1.68 \text{ (mm)}$   
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

$Z_n = 100 \Omega$

b(mm)	$\frac{(a-b)}{a} \%$	$f_0$ (Ghz)	$f_{min}$ (Ghz)	$f_{max}$ (Ghz)	$Z_0(\Omega)$	$\frac{\Delta f}{f_0} \%$
6.03	0.15	7.50	6.87	8.12	110	16.67
6.65	2.77	7.65	7.00	8.30	100	17.00
6.45	5.70	7.79	7.15	8.43	98	16.43
6.25	9.44	7.99	7.35	8.62	94	16.00

Tab [4.2] Application a un patch circulaire avec différents directeurs .

On remarque que l'introduction d'un element parasite ou directeur sur l'antenne augmente de facon notable sa bande passante et ceci pour differente valeur du rayon du directeur .

En effet ,plus le diametre du directeur dimunie et plus la bande passante baisse ,ceci est due au fait que le couplage devient faible entre l'antenne et le directeur ,ce qui entraine un retrécissement de la boucle sur l'abaque de Smith .les surfaces non couplees sont importantes ,(elles forment une capacite localisé) ce qui provoque un glissement vers les parties capacitives de l'abaque [abaques 4.2-4.5] .Dependant notre modèle reste applicable dans une plage  $\leq$  a 10 % pour le rapport  $(a-b)/a$  . Ces résultats restent en bon accord avec ceux trouvés par d'autres auteurs [1] .

#### 4.3) Introduction d'une couche d'air :

sachant que la fréquence de résonance et la bande passante d'une antenne plaque, dépendent de ses mensurations et de la valeur de la permittivité relative du substrat antenne-plan de masse, et antenne directeur. Et aussi que la capacité linéique de couplages entre deux lignes consécutives pour une antenne avec directeur est donné par :

$$C_{12} = ck(n) \cdot \epsilon_0 \cdot \left[ \frac{W(n) \cdot W'(n)}{H(n) \cdot H'(n)} \epsilon_r \epsilon_r' \right]^{1/2} \quad (4.1)$$

Nous avons introduit dans nos calculs une couche d'air dans le diélectrique et avons tentés pour différent cas de figure simulés l'effet de cette couche d'air sur la bande passante, la fréquence de résonance et la valeur de l'impédance d'entrée à cette fréquence. Puisque la nouvelle valeur de la perméabilité relative devient :

$$\frac{H_T}{\epsilon_{re}} = \sum_l \frac{H_l}{\epsilon_{rl}}$$

Dans notre cas où  $H_T$  est égale à  $H + H_{air}$  on a :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r (H + H_a)}{(H + H_a \epsilon_r)} \quad (4.2)$$

nous avons étudié deux cas de figures : l'un  $H_T = cte$ , l'autre  $H = cte$ . Le tableau suivant montre pour un cas où la hauteur du diélectrique est égale à 1.59 mm et sa valeur à 2.17, la variation de epsilon equivalent :

H = 1.59 (mm)	Cas ou Hr=variable	Cas ou Hr=cte
Hair (mm)	$\epsilon_r$ (equivalent)	$\epsilon_r$ (equivalent)
0.00	2.170	2.170
0.10	2.029	2.021
0.50	1.695	1.586
1.00	1.494	1.250

Tab[4.3]: Variation de epsilon equivalent en fonction de la couche d'air

On remarque que la valeur de epsilon equivalent chute avec l'augmentation de la hauteur de la couche d'air.

#### 4.3.1) Antenne plaque isolee :

Pour les test sur une antenne plaque sans directeur , nous avons comparés nos résultats avec ceux de [10] avec un bref aperçus sur la méthode de la cavité.

Dans le modèle de cavité, l'on considère que l'antenne est une cavité résonnante avec pertes, la distribution des champs internes à la cavité se fait en supposant que les parois latérales sont des murs magnétique ( annulations des composantes tangentielle du champ magnetique ), comme indiqué sur les figures [fig. 4.3.1 a ] et [ fig 4.3.1 b] .

A chaque mode de propagation possible, on peut associer (pour des pulsations proches de la fréquence de résonance), un circuit à constantes localisées traduisant un phénomène de résonance. Pour chaque mode  $(m,n)$ , on peut calculer la différence de potentiel  $(X_0, Y_0)$  et déduire la contribution  $Z_e(m,n)$  à l'impédance d'entrée  $Z_e$ . Il suffit d'intégrer le champ  $E_z$  sur la longueur  $t$  équivalente à l'épaisseur du diélectrique.

Il en ressort pour un patch circulaire et pour le mode dominant :

$$Z(f) = \frac{R(\rho)}{1 + Q_T^2 \left[ \frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^2} + j \left\{ X_L - \frac{R(\rho) \cdot Q_T \cdot \left[ \frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^R}{1 + Q_T^2 \cdot \left[ \frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^2} \right\} \quad (4.3.1.1)$$

où  $Q_T$  est le facteur de qualité associé aux pertes du système et  $R(\rho)$  est la résistance du circuit bouchon R-L-C à la résonance, avec :

$$R(\rho) = \frac{1}{G_T} \frac{J_1^2(K, \rho)}{J_1^2(K, \rho)} \quad (4.3.1.2)$$

où  $\rho$  est la position de la sonde d'excitation par rapport au centre du disque,  $K$  est une constante de propagation qui pour le mode fondamental est égale à 0.84118.

La fonction de Bessel du premier ordre peut être représentée par le polynôme suivant pour  $-3 < t < 3$  on a :

$$J_1(t) = t \left[ 0.5 - 0.56269(t/3)^2 + 0.21935(t/3)^4 - 0.03954(t/3)^6 + 0.004331(t/3)^8 - 0.00617(t/3)^{10} \right]$$

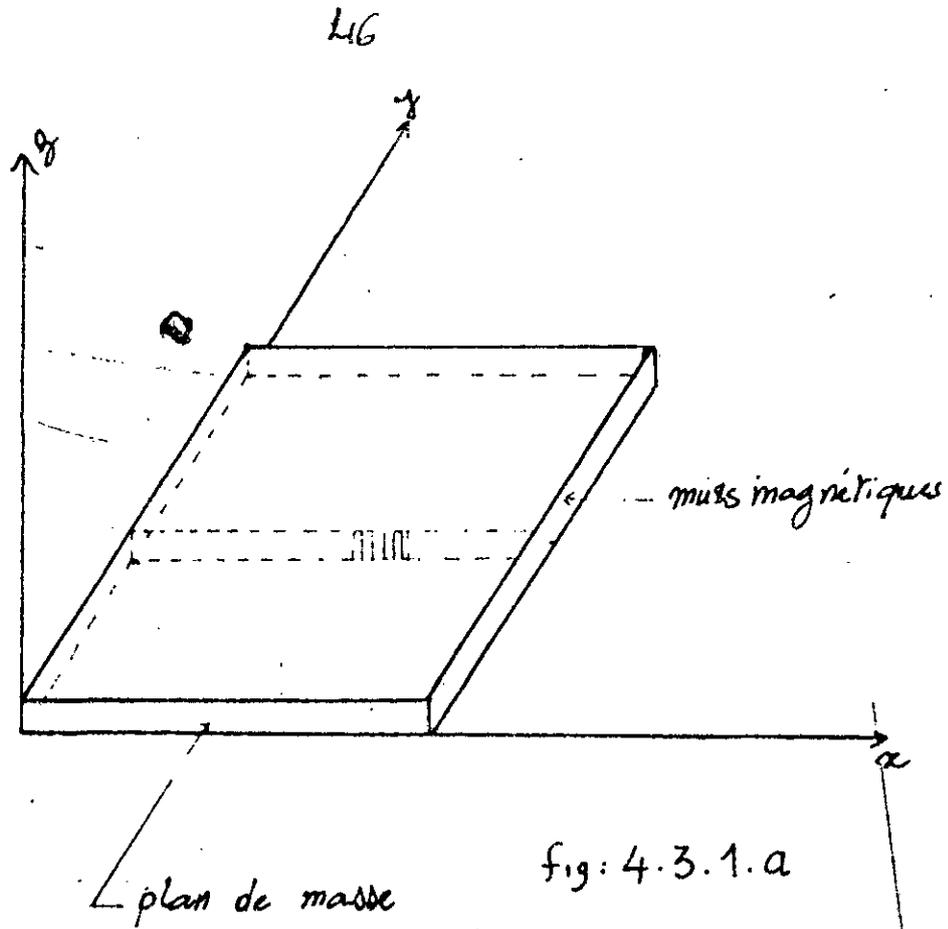


fig: 4.3.1.a

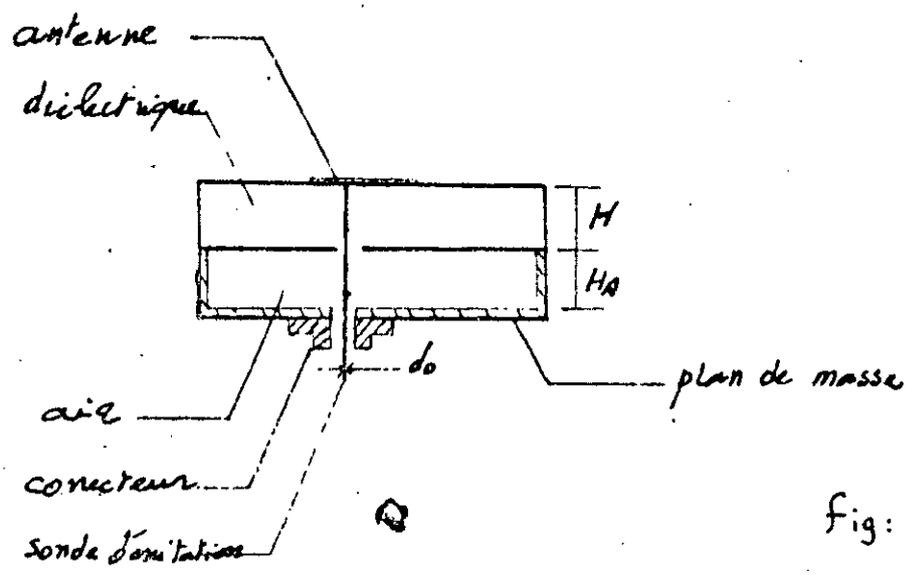
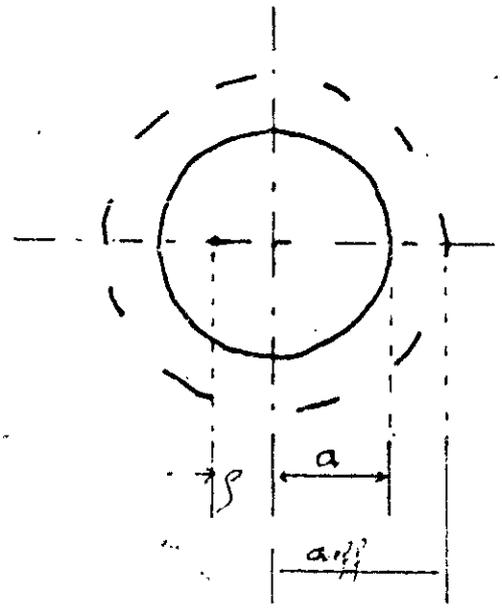
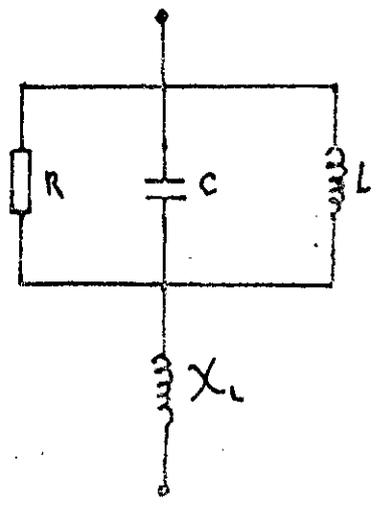


fig: 4.3.1.b



$G_T$  prend en considération les conductances dues aux pertes ohmiques, diélectriques et radiatives.

$$G_T = G_D + G_R + G_C \quad (4.3.1.3)$$

La conductance des pertes radiatives est donnée par :

$$G_R = \frac{2.39}{4 \mu H_T^2 f_r Q_r} \quad (4.3.1.4)$$

La conductance des pertes ohmiques est donnée par :

$$G_C = \frac{2.39 \pi (\pi f_r \mu)^{-3/2}}{4 H_T^2 (\epsilon_r)^{1/2}} \quad (4.3.1.5)$$

La conductance des pertes diélectriques est donnée par :

$$G_D = \frac{2.39 \tan(\delta)}{4 \mu f_r H_T} \quad (4.3.1.6)$$

Il est nécessaire de prendre en compte le facteur inductif introduit par la sonde d'excitation. Ce terme a été introduit par Deshpande pour une sonde de diamètre  $d_0$  on a :

$$X_L = \frac{377 f H_T}{c} \text{Log} \left[ \frac{c}{\pi f d_0 (\epsilon_r)^{0.5}} \right] \quad (4.3.6.7)$$

Le rayon effectif de l'antenne devient alors :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \epsilon \left\{ 1 + \frac{2 H_T}{\pi \epsilon r_0} \left[ \log \left( \frac{\epsilon}{2 H_T} \right) + (1.418 \epsilon + 1.77) + \frac{H_T}{\epsilon} (0.268 \epsilon + 1.65) \right]^{1/2} \right\}$$

Pour le calcul de la permittivité relative du substrat en présence de la couche d'air, nous utilisons la formule [4.2] :

$Q_T$  prend en compte les pertes dans le diélectrique  $Q_D$ , les pertes par rayonnement et les pertes par conduction.

Pour le calcul du facteur de qualité  $Q_T$ , nous utiliserons les équations donnée par Bahl :

$$Q_T = \frac{4 \epsilon (\alpha_{11}^2 - 1) \epsilon r_0^{3/2}}{H_T \alpha_{11}^3 F(\alpha_{11}/(\epsilon r_0^{0.5}))} \quad (4.3.1.9)$$

Avec  $\alpha_{11}$  le nieme zero de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre  $n$ . Pour notre mode dominant c.a.d le mode T.M<sub>11</sub>, on a  $\alpha_{11} = 1.84111$ . La fonction  $F$  est donnée par le polynome suivant en fonction du developpement de la fonction de Bessel  $J_0$  :

$$F(X) = \frac{4}{X^3} \left\{ 2 X J_0(2X) + (X^2 - 1) \int_0^{2X} J_0(t) dt \right\} \quad (4.3.1.10)$$

Ce qui donne pour  $F(X)$  apres résolution :

$$F(X) = 2.666667378 - 1.066662519 X^2 + 0.2095343 X^4 - 0.019411347 X^6 + 0.0001044121 X^8 - 0.00004974 X^{10}$$

Pour le calcul du facteur de qualité relatif au pertes dans le dielectrique on utilise la formule donnée par S.A LONG :

$$Q_D = \frac{1}{\tan(\delta)} \quad (4.3.1.11)$$

avec  $\tan(\delta)$  le facteur de pertes du diélectrique.

Pour le facteur de qualité relatif au pertes de conduction, il est toujours donné par S.A LONG :

$$Q_C = \frac{1}{\delta_s} \quad (4.3.1.12)$$

avec  $\delta_s$  la profondeur de pénétration donnée par la formule suivante :

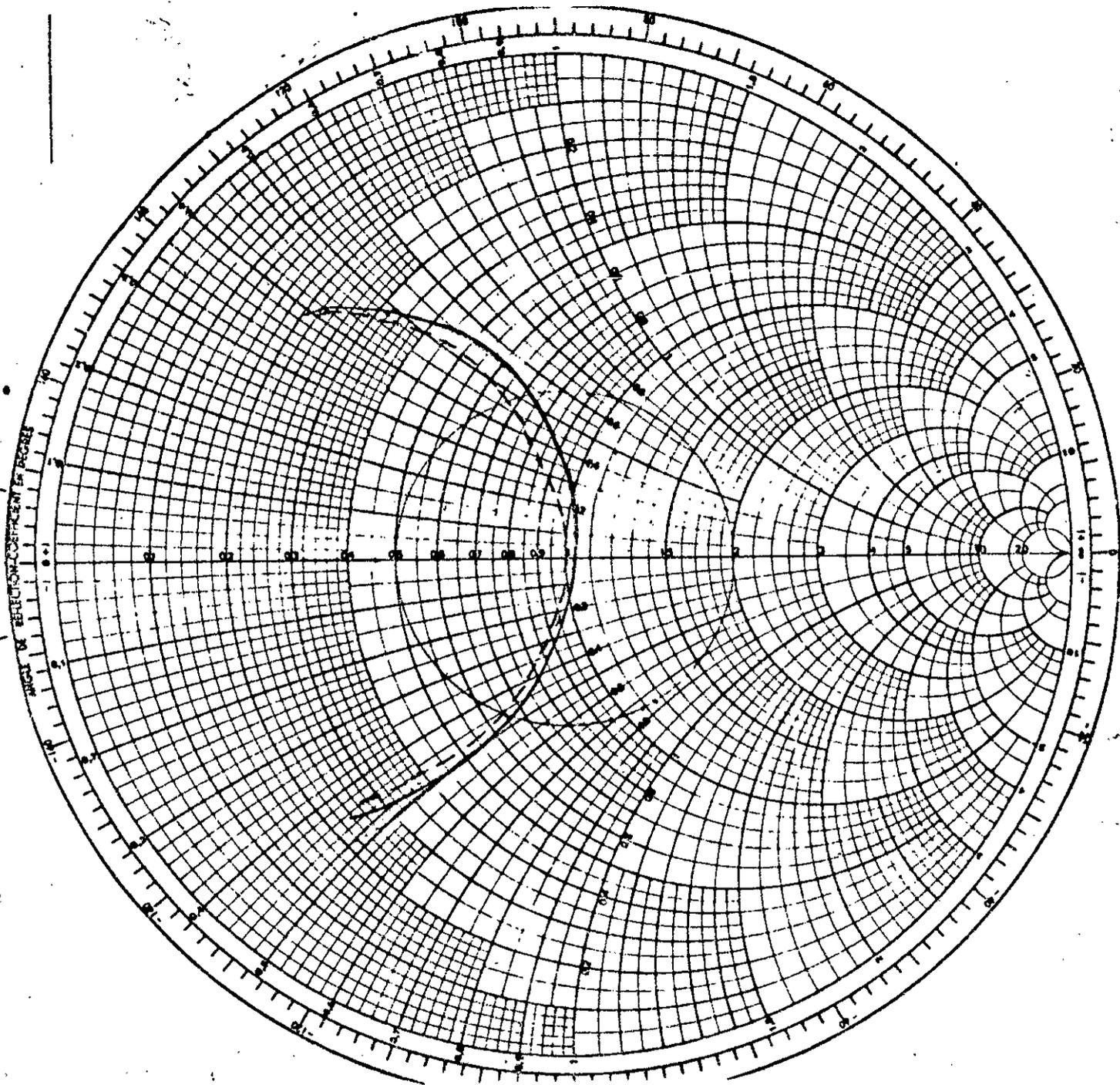
$$\delta_s = (\pi f \mu \sigma)^{-1/2} \quad (4.3.1.13)$$

$\sigma$  : conductivité du conducteur (plaque rayonnante) .

$\mu$  : perméabilité du diélectrique .

Nous avons établi un autre programme qui traite la méthode de la cavité selon Carver .

Nous avons comparés pour différentes antennes les résultats trouvés par d'autres auteurs avec les résultats calculé par notre modèle. Pour les cas où les mensurations de l'antenne sont telle que  $a/h < 7.5$  et en l'absence de couche d'air les résultats sont donnés dans le tableau comparatif ci dessous donnent la fréquence de resonance pour différentes antennes et selon différent auteurs. Les résultats sont donnés dans le tableau [tab 4.2.1 a] .



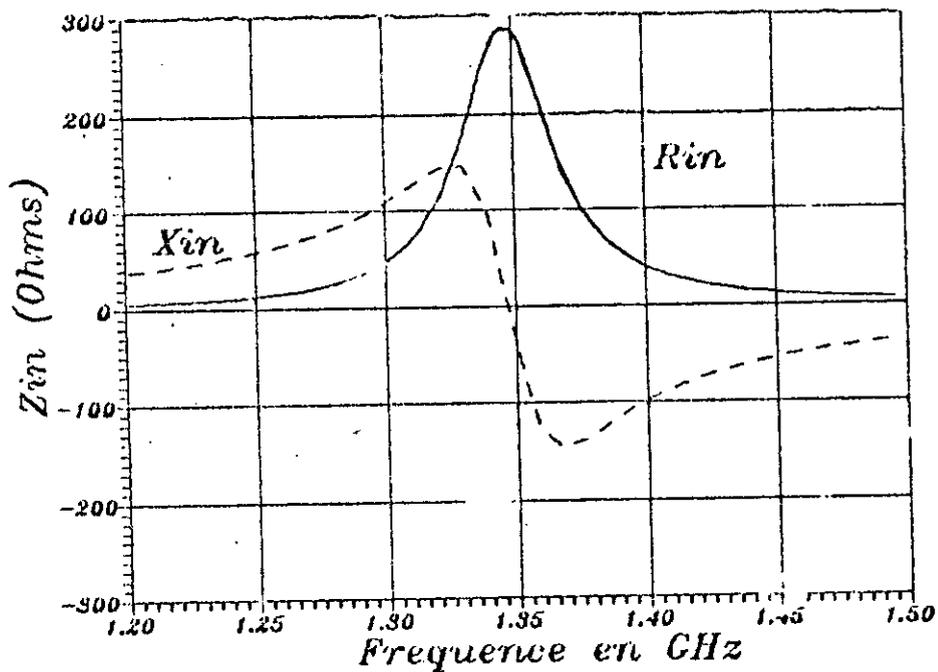
Cas où  $H_e = \text{Variable}$   
 antenne circulaire  
 isolée de rayon  $a = 50.0 \text{ mm}$   
 $\epsilon_r = 2.35$   
 $N = 200$ ,  $H = 1.59 \text{ (mm)}$   
 $t_y \delta = 0.001$

— Hair =  $0.5 \text{ mm}$ ;  $Z_0 = 325 \Omega$

--- Hair =  $0.0 \text{ mm}$ ;  $Z_0 = 325 \Omega$

— Bande:  $[1.25; 1.28]$

--- Bande:  $[1.10; 1.13]$

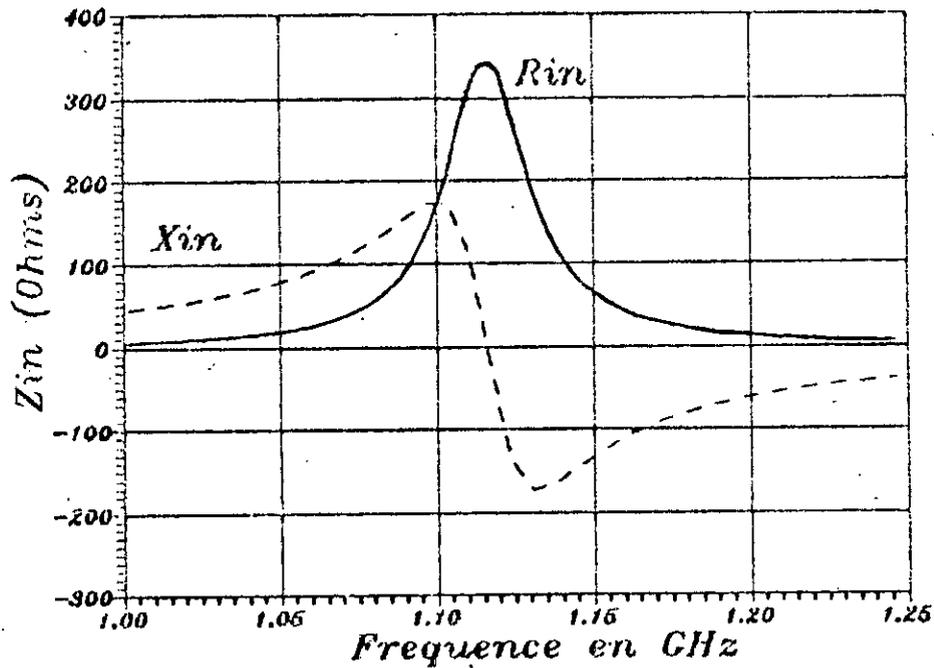


Cas d'un patch isolé de rayon 60 mm  
avec une couche d'air de hauteur  
H<sub>air</sub> = 1.0 mm

$$\epsilon_r = 2.33$$

$$N = 200 \cdot H = 1.59 \text{ (mm)}$$

$$\epsilon_g \delta = 0.004$$

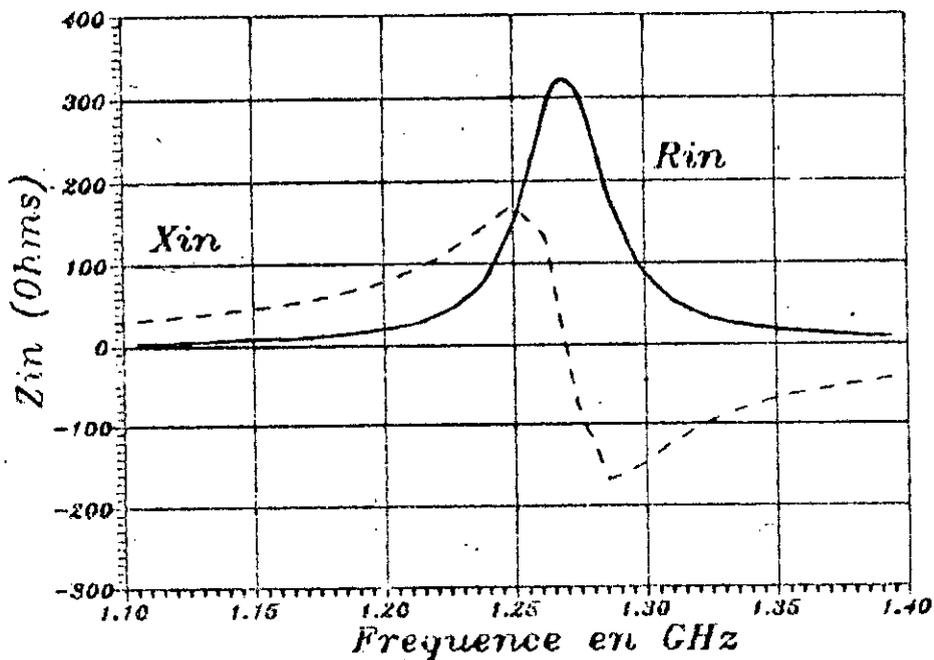


Cas d'un patch isole de rayon 60 mm  
avec une couche d'air de hauteur  
 $H_{air} = 0.0$  mm

$\epsilon_r = 2.33$

$N = 200$  ,  $H = 1.59$  (mm)

$t_{\gamma} \delta = 0.001$



Cas d'un patch isole de rayon 60 mm  
avec une couche d'air de hauteur  
 $H_{air} = 0.5$  mm

$\epsilon_r = 2.33$

$N = 200$  ,  $H = 1.59$  (mm)

$t_{\gamma} \delta = 0.001$

rayon	fréquences de résonance [10]					notre	
a(mm)	Mesuré	Howell	Wolff	Donsiyd	Damiano	Carver	L.M.A2
11.5	4.425	4.695	4.538	4.341	4.413	4.416	4.356
10.7	4.723	5.046	4.866	4.646	4.723	4.700	4.722
9.6	5.224	5.625	5.404	5.143	5.226	5.156	5.149
8.2	6.074	6.583	6.289	5.956	6.047	5.886	6.028
7.4	6.634	7.297	6.939	6.549	6.644	6.401	6.642

[tab 5.2.1.a] fréquence de résonance de différentes antennes pour différents rayons du patch circulaire

Comme on peut le remarquer, les résultats donnés par notre logiciel en ce qui concerne la fréquence de résonance concordent parfaitement avec l'expérimentation.

Pour les valeurs des impédances d'entrées et surtout pour l'introduction d'une couche d'air nous avons comparés les résultats obtenus avec notre modèle avec ceux donnés par [10], qui en utilisant la méthode décrite ci-dessus (méthode de la cavité) a effectué ces calculs sur un patch circulaire isolé de diamètre

$d = 50$  mm, le diélectrique possède une hauteur  $h = 1.59$  mm, une permittivité relative de 2.32 et un facteur de pertes de 0.001.

L'abaques [ab 4.2.1] donnent les résultats obtenus avec notre programme pour la même antenne ainsi que le tableau suivant [tab 4.2.1.b]:

notre					[10]	
H air (mm)	Fr (Ghz)	Rr (ohm)	BP: $\frac{\Delta f}{f}$ %	Znor	Rr (ohm) theorie	RMax (ohm) mesure
0.0	1.1172	349.2	1.80	350	300.0	400.0
0.5	1.2740	325.4	1.90	326	280.0	320.0
1.0	1.3396	294.5	2.40	295	250.0	300.0

tab [4.2.1.b] :Fréquence de résonance pour différente valeur de Hair.

Dans le tableau précédent ,Fr représente la fréquence de résonance ,RMax représente le maximum de la partie réelle de l'impédance d'entrée a fréquence proche de la résonance (légèrement en deça),BP la bande passante pour un T.O.S  $\leq 2$  et Znor l'impédance de normalisation .

comme le prévoit la théorie, on vérifie selon les calculs et les mesures que la bande passante s'élargit en introduisant une couche d'air... Quand a l'impédance d'entrée ,elle diminue avec l'introduction d'une couche d'air .

Dahel et Lie [16] ont mesuré pour le même patch la bande passante et la fréquence de résonance ,nous avons tenté de comparé leurs résultats avec les notres dans le tableau suivant :

		Hair=0.00	Hair=0.50	Hair=1.00
$f_r$	[16]	1.1280	1.2860	1.3500
	notre	1.1172	1.2740	1.3396
B %	[15]	0.89	1.40	2.07
	notre	1.80	1.90	2.40
$\Delta f_r$ %		0.95	0.93	0.77
$\Delta B$ %		50.00	22.00	13.75

Tab[4.2.1.c] Etude comparative entre nos résultats et les résultats expérimentaux .

Nous remarquons que pour la fréquence de résonance l'écart relatif entre la mesure et notre modèle reste inférieur à 0.95 % .

#### 4.3.2) Antennes plaques avec directeur :

Pour différentes antennes plaques munies d'un directeur , nous avons introduit une couche d'air et avons testés notre programme pour différents rayons du directeur satisfaisants la condition  $(a-b)/a \leq 2$  % . L'antenne testée est un patch circulaire qui possède les caractéristiques suivantes:

Rayon  $a = 6.84$  mm .

$\epsilon_r = 2.17$  .

Dans ce cas , la hauteur (  $h_{air} + h_{diélectrique}$  ) est variable. Des résultats obtenus sont résumés dans le tableau

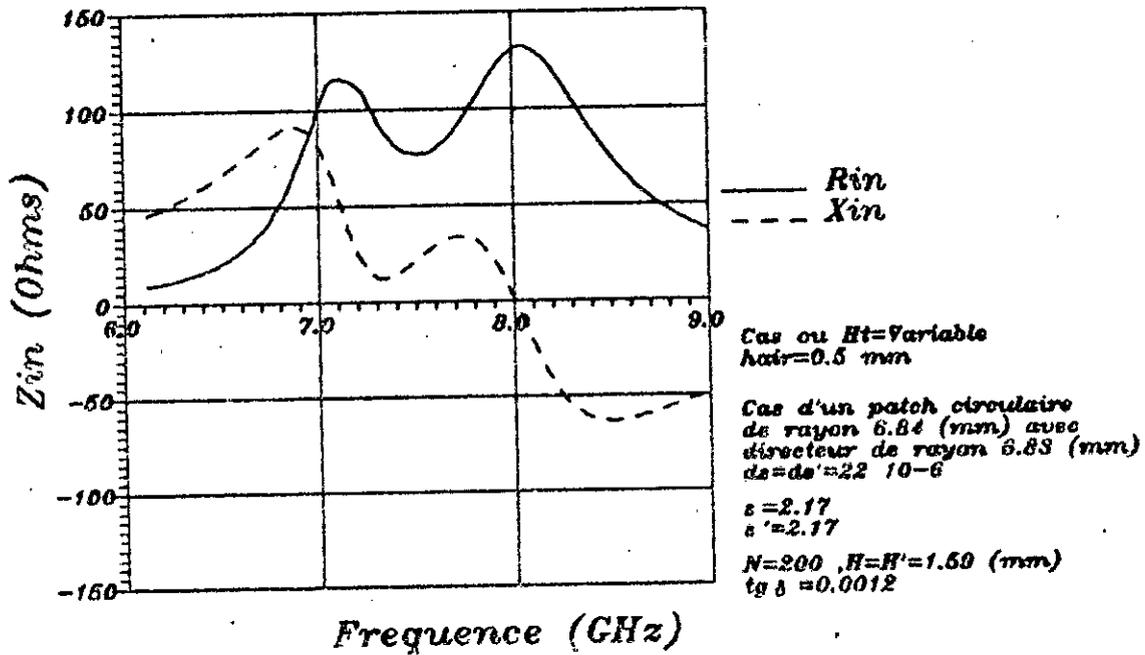
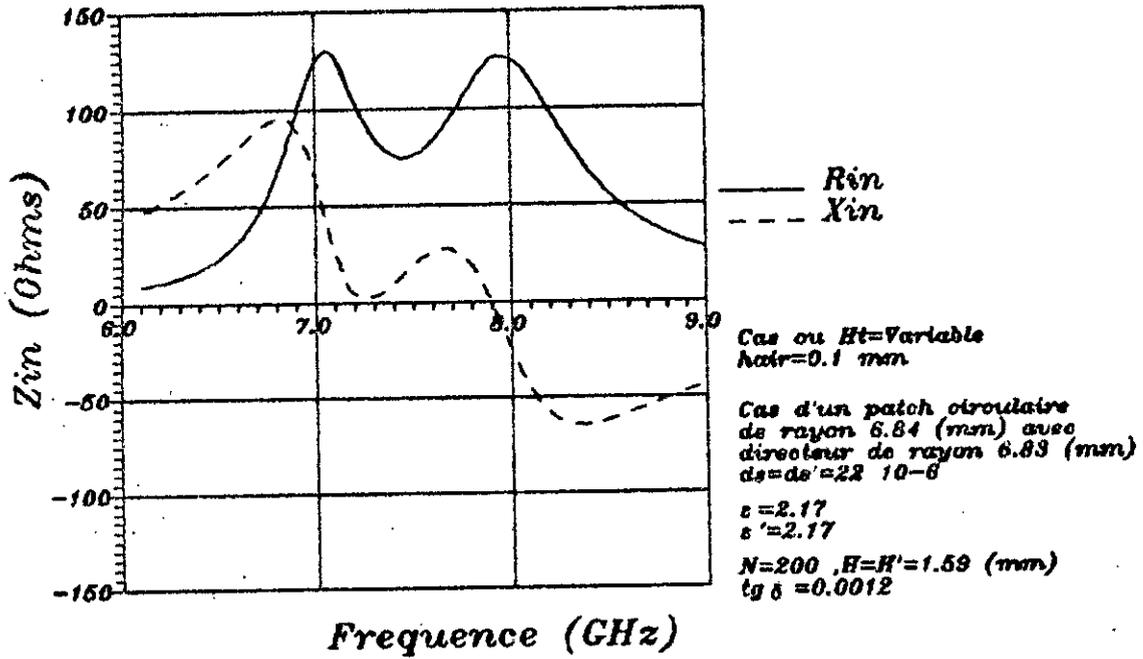
suivant :

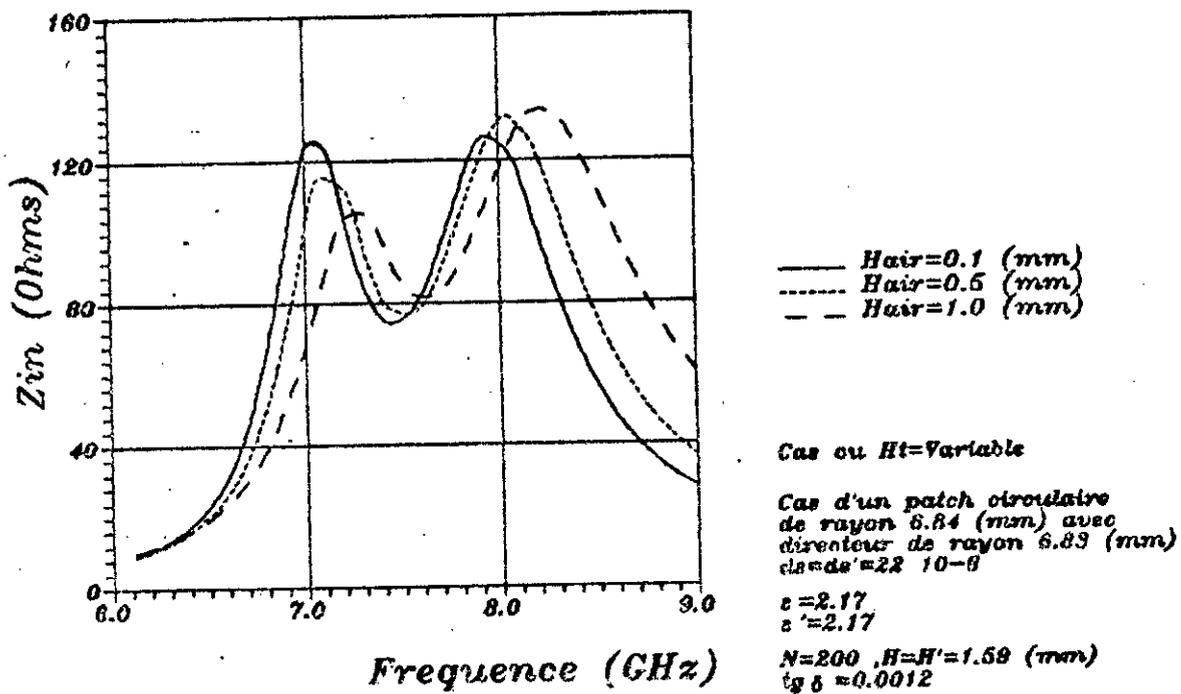
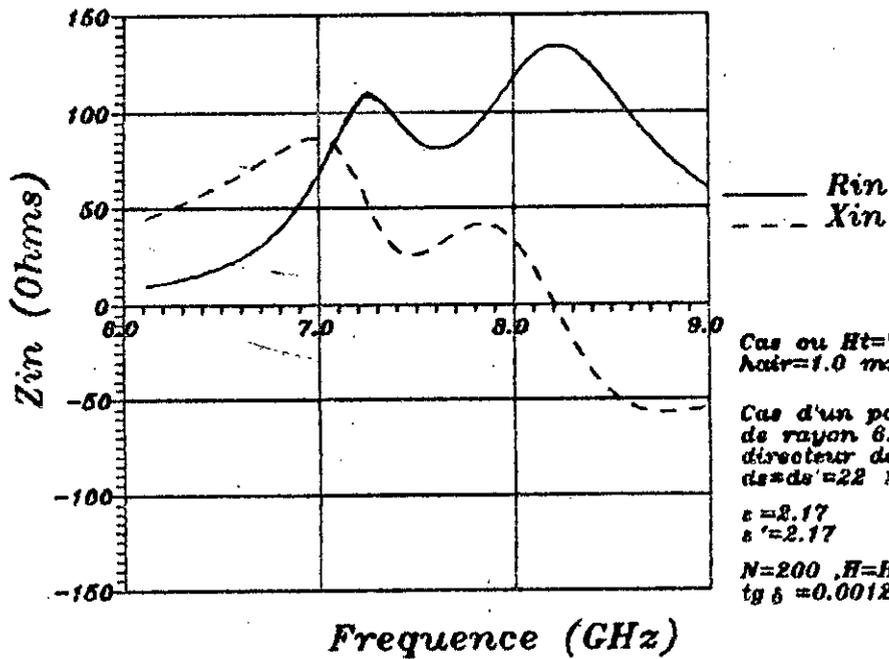
$\frac{a-h}{a}$	b (mm)	$f_0$ (GHz)	$f_{min}$ (GHz)	$f_{max}$ (GHz)	Z <sub>nor</sub>	$\frac{\Delta f}{f_0}$ %	H <sub>air</sub> (mm)
0.15 (%)	6.83	7.50	6.87	8.12	110	16.67	0.00
		7.65	7.00	8.30	105	17.00	0.10
		7.80	7.10	8.50	100	17.94	0.50
2.77 (%)	6.65	7.65	7.00	8.30	100	17.00	0.00
		7.80	7.10	8.50	104	17.94	0.10
		7.97	7.24	8.70	100	18.31	0.50
5.70 (%)	6.45	7.79	7.15	8.43	98	16.43	0.00
		8.00	7.30	8.70	100	17.50	0.10
		8.15	7.40	8.90	93	18.40	0.50
		8.55	7.70	9.40	83	19.86	1.00
9.44 (%)	6.25	7.99	7.35	8.62	94	16.00	0.00
		8.15	7.40	8.90	94	18.40	0.10
		8.30	7.50	9.10	91	19.27	0.50
		8.75	7.80	9.70	83	21.71	1.00

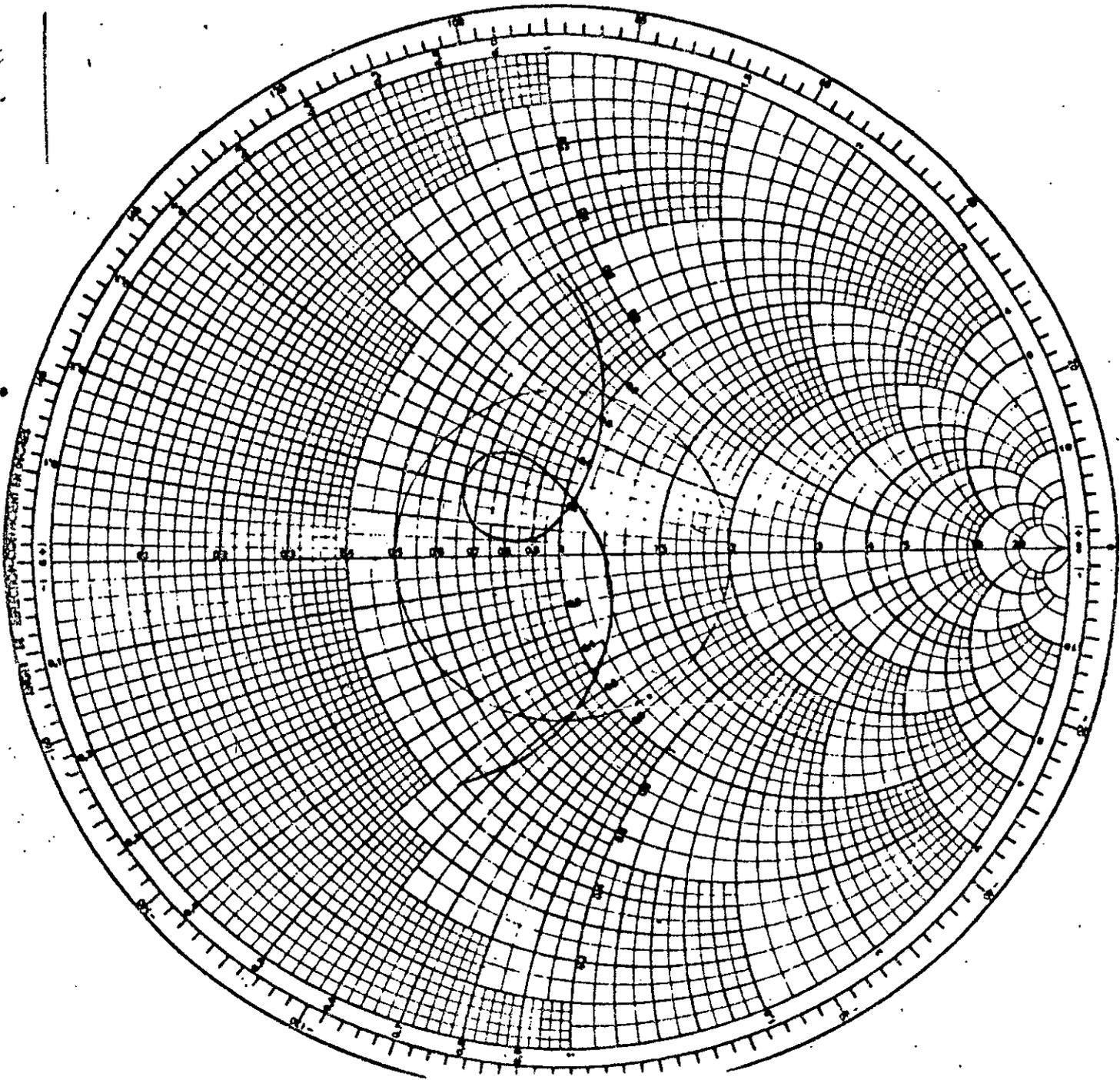
[tab 4.4.3] Cas des différentes antennes avec différentes couches d'air H<sub>r</sub>=variable.

L'introduction d'une couche d'air fait augmenter nettement la bande passante pour le meilleur cas (b= 6.25 mm) d'environ 5.50% en écart relatif. Les courbes [fig4.4] montrent une diminution de la valeur de la partie réelle de l'impédance d'entrée à la résonance, dont la fréquence reste constante.

Les obliques [au 4.4.1] montrent un glissement de la







Cas du rétrodiffusé  
 $h_{12} = 0.1 \text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon  $6.64 \text{ (mm)}$  avec  
 directeur de rayon  $8.83 \text{ (mm)}$   
 $d = 2.2 \cdot 10^{-3}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\mu = 2.17$

$N = 200$ ,  $H_{\text{max}} = 1.89 \text{ (mm)}$   
 $\epsilon_0 = 0.0012$

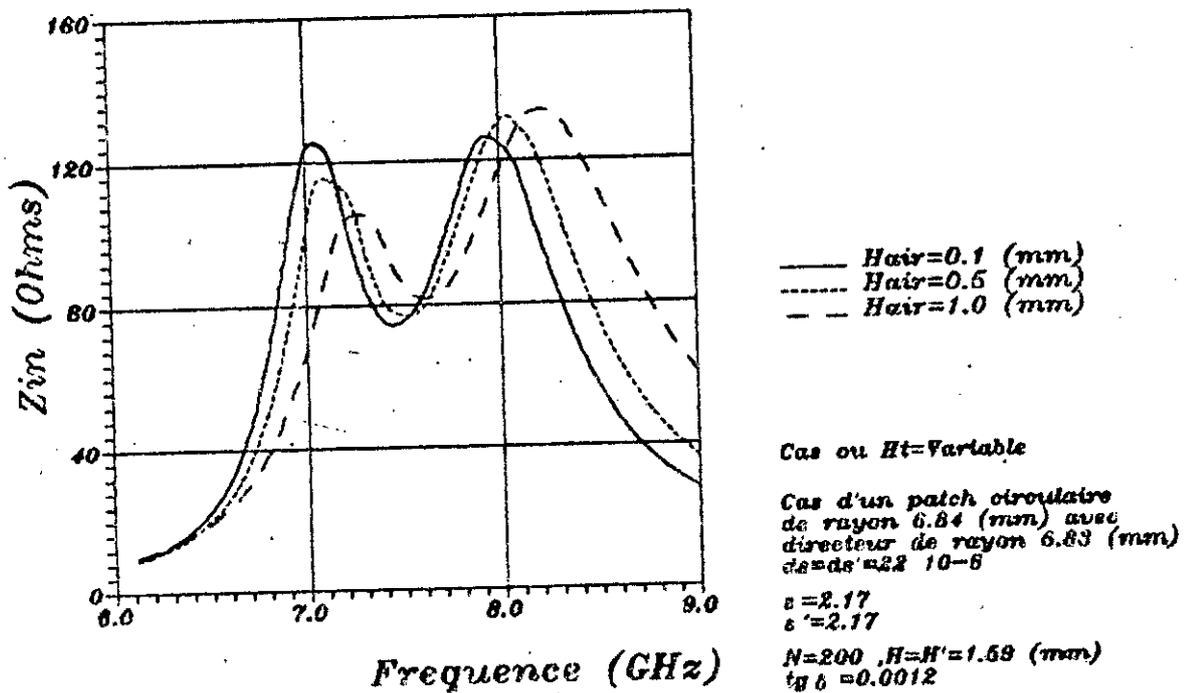
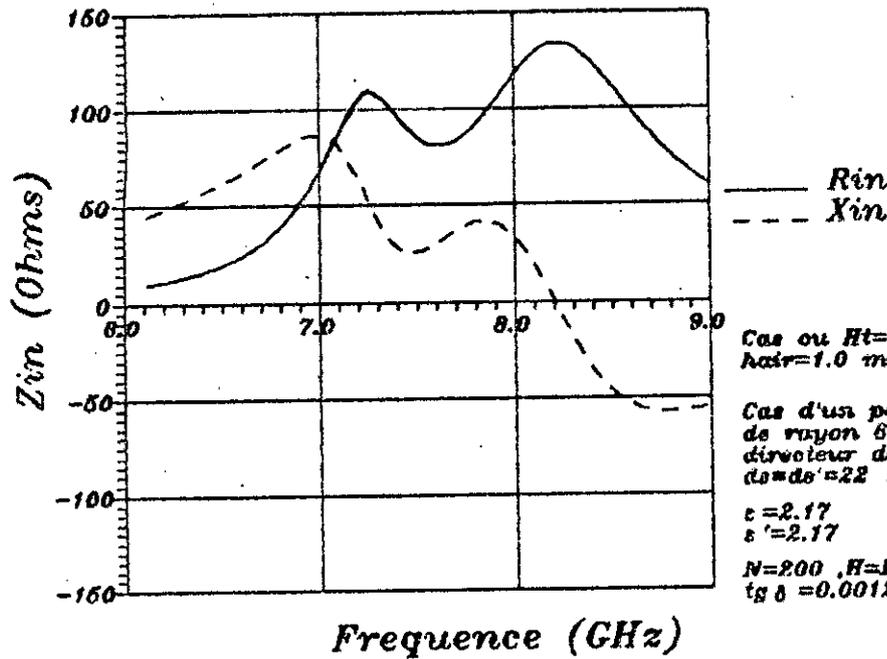
$$Z_u = 105$$

$$f_{\text{min}} = 7 \text{ GHz}$$

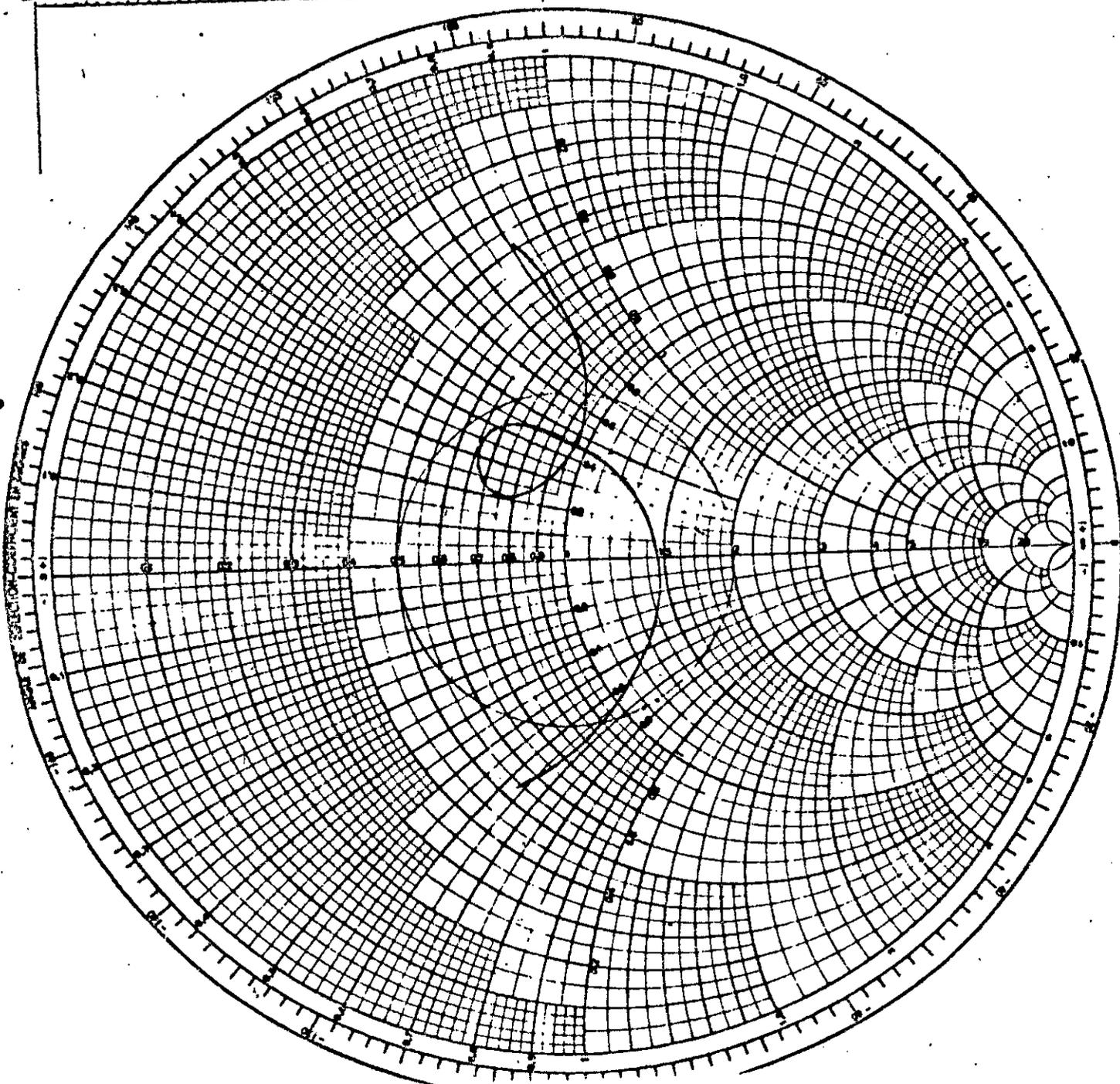
$$f_{\text{max}} = 7.306 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7.65 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 1.7\%$$



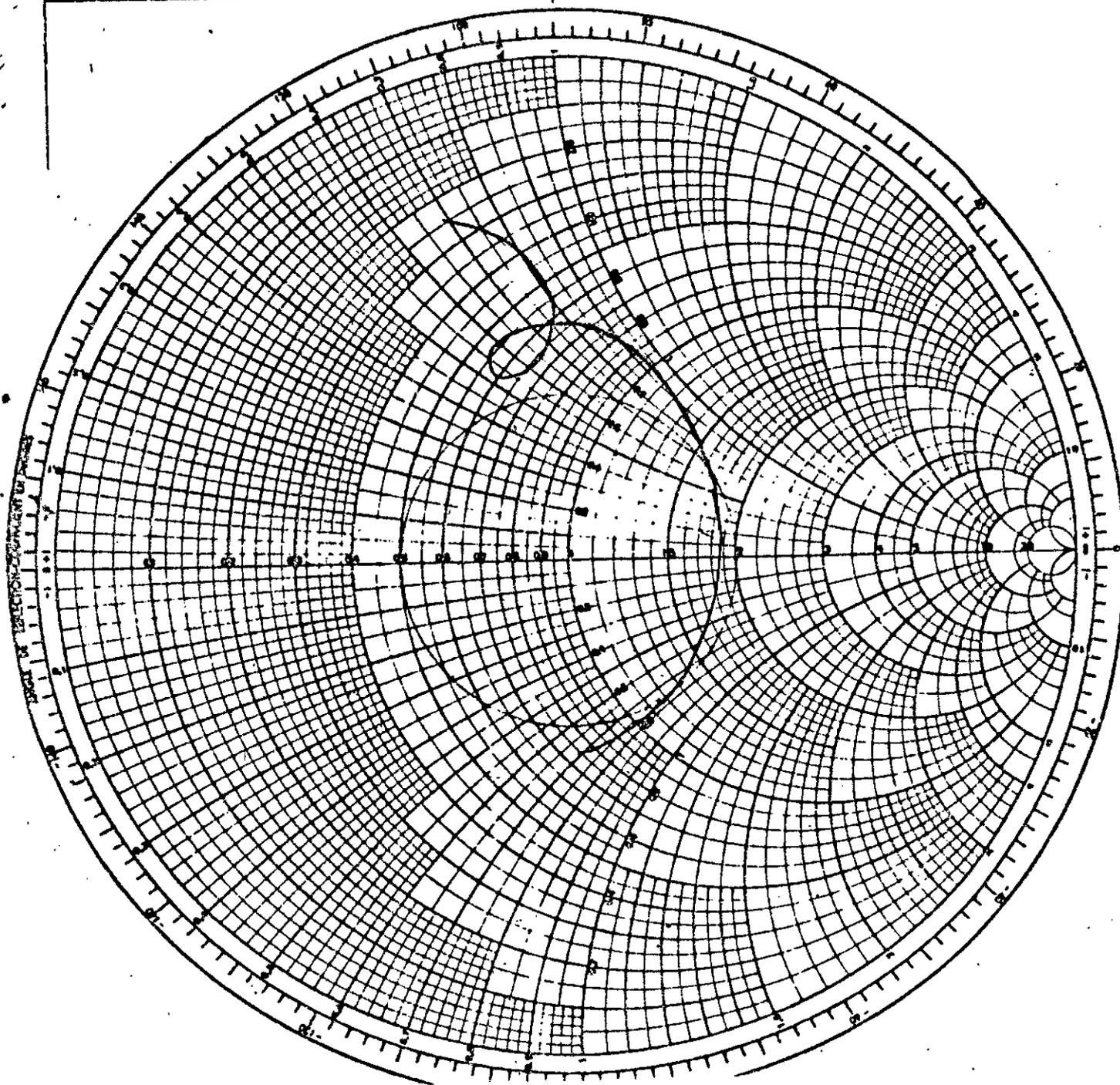
R.O.S.  
Ret n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas du Patchable  
R<sub>0</sub> = 0.5 mm  
  
 Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 8.56 (mm) avec  
 directeur de rayon 6.53 (mm)  
 dans une 10-5  
 ε = 2.17  
 μ = 2.17  
 N = 200, N<sub>eff</sub> = 1.58 (mm)  
 tg δ = 0.0012

$Z_0 = 100$   
 $f_{min} = 7.1 \text{ GHz}$   
 $f_{max} = 8.1 \text{ GHz}$   
 $f_0 = 7.8 \text{ GHz}$   
 $\frac{\Delta P}{P_0} = 17.94\%$

R.O.S.  
Ret'n loss en dB  
Coeff. de refl. E ou I



$$Z_u = 84 \Omega$$

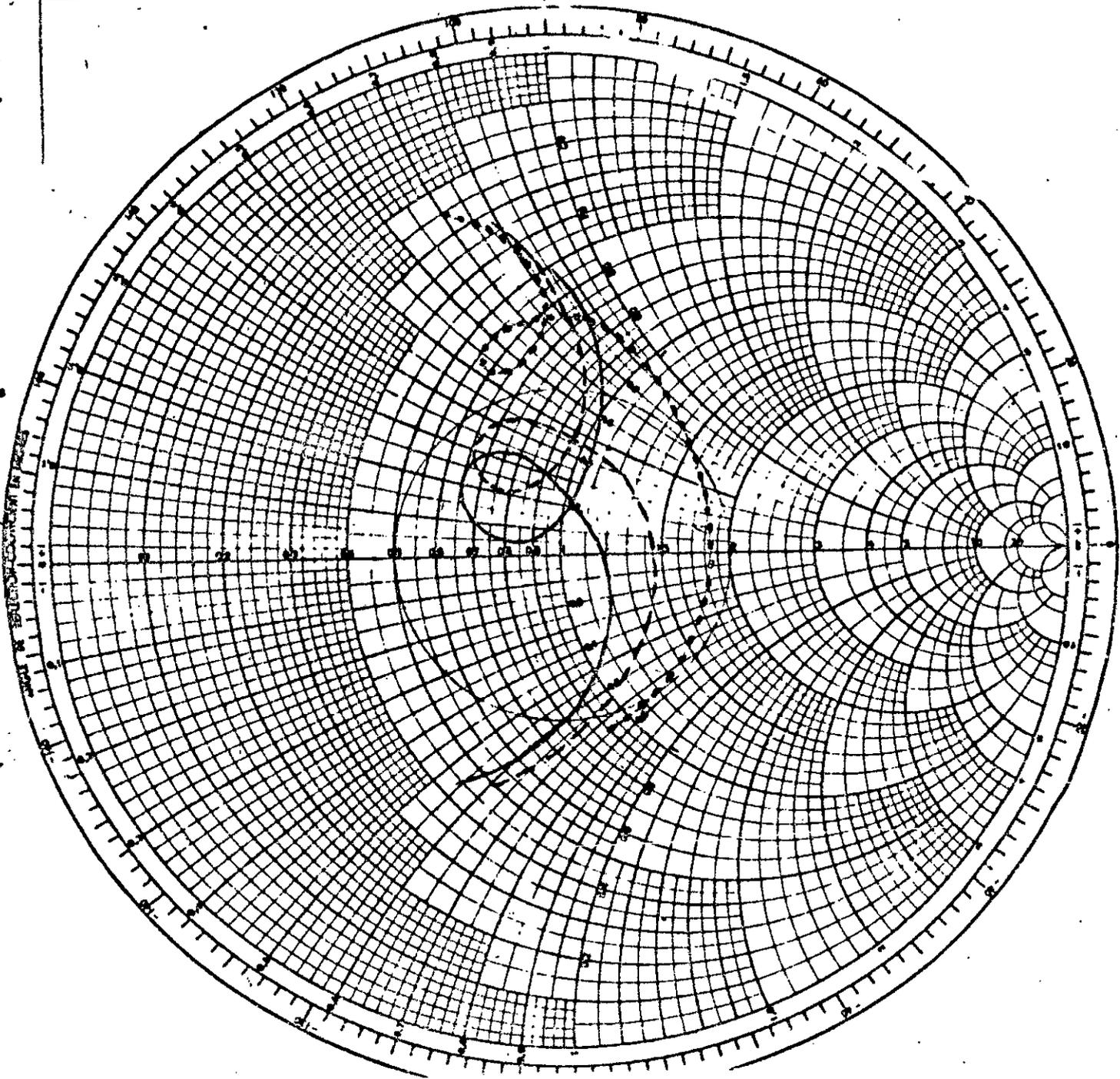
Cas ou  $H=$ Variable  
 $h_{air} = 1.0 \text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon  $0.84 \text{ (mm)}$  avec  
diamètre de rayon  $0.83 \text{ (mm)}$   
 $d = d' = 22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.68 \text{ (mm)}$   
 $\tan \delta = 0.0012$

R.O.S.  
Ret n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht=Variable$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon  $6.84$  (mm) avec  
directeur de rayon  $6.68$  (mm)  
 $d_s=d_d=22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2.17$

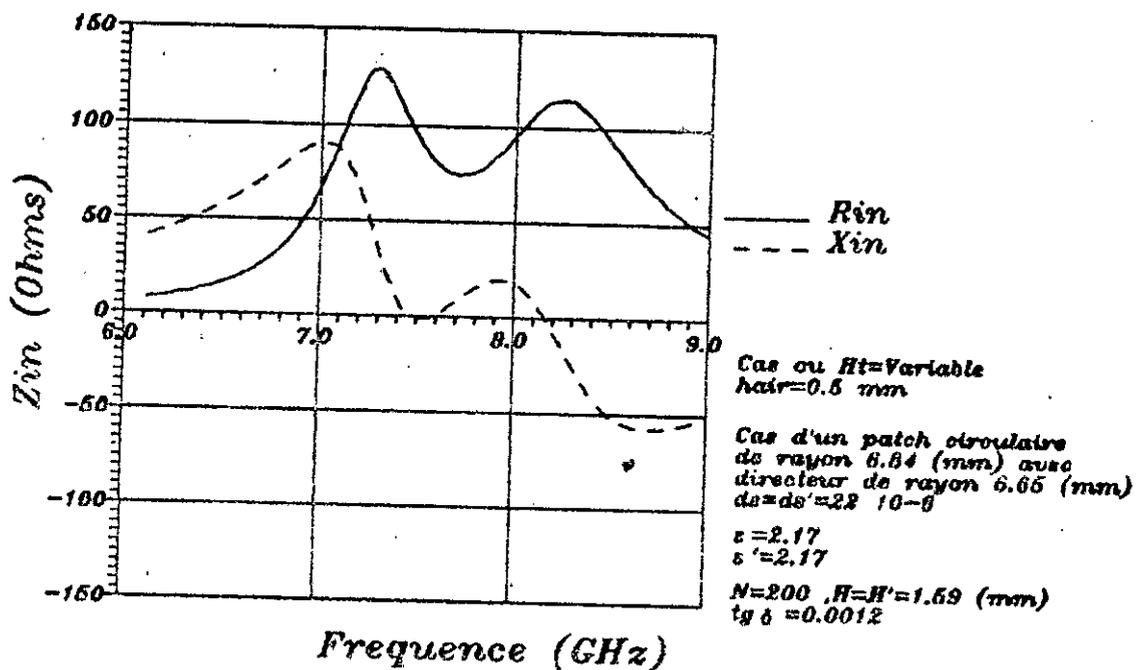
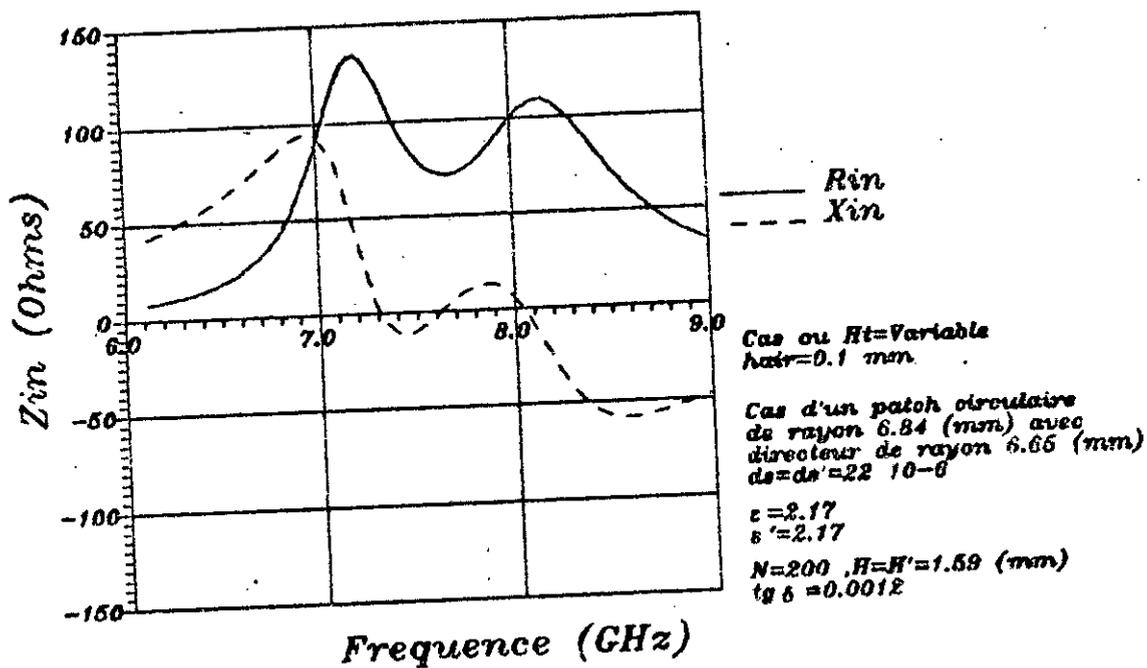
$\epsilon' = 2.17$

$N=200$   $H=K'=1.69$  (mm)

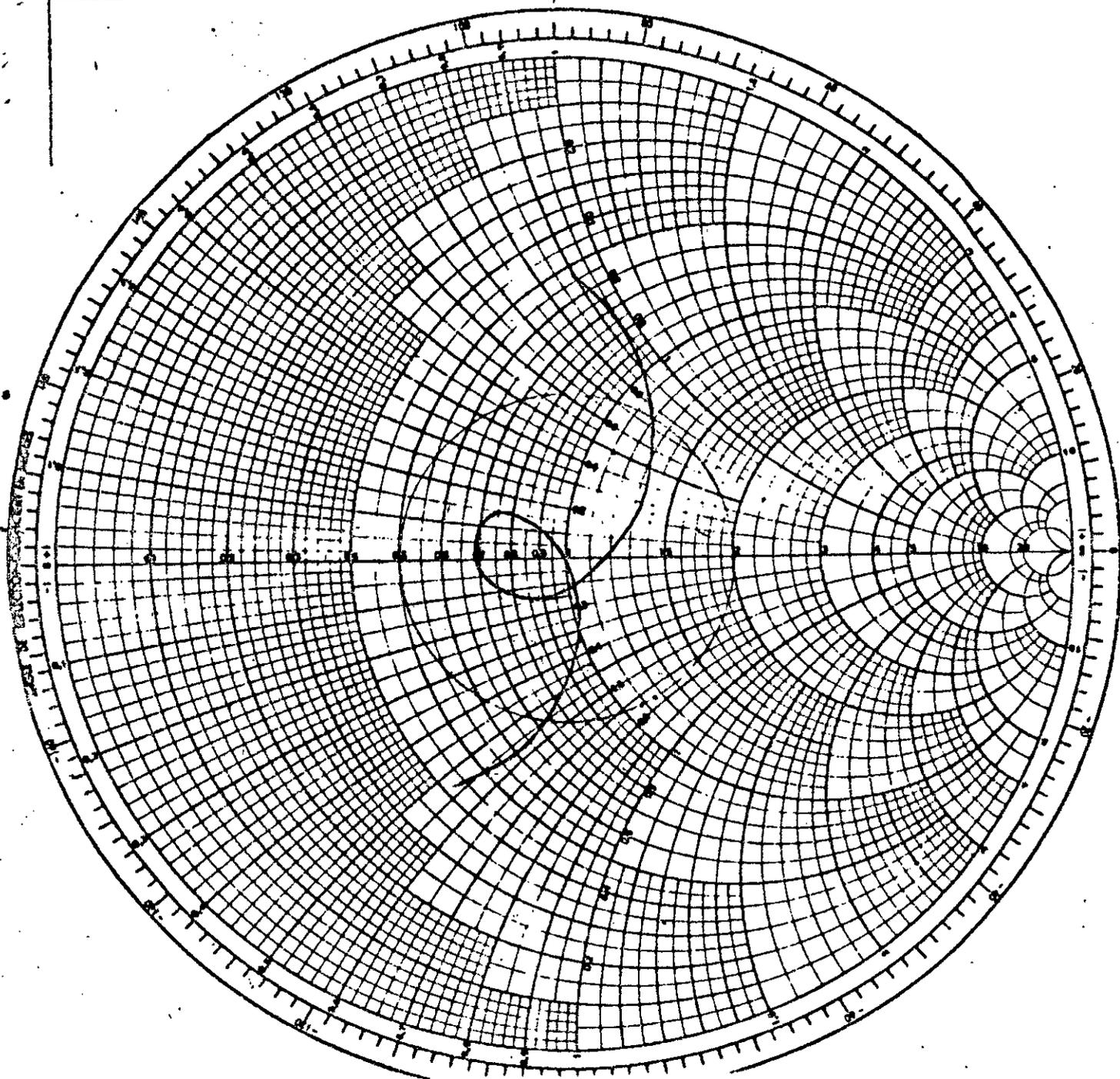
$\lg 6 = 0.0012$

- $Hair=0.1$  (mm)
- -  $Hair=0.5$  (mm)
- ...  $Hair=1.0$  (mm)

$Z_n = 100 \Omega$



R.O.S.  
 Ret'n loss en dB  
 Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $H_t$  Variable  
 $h_{ext} = 0.1 \text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon  $6.84 \text{ (mm)}$  avec  
 dirocteur de rayon  $6.66 \text{ (mm)}$   
 $d_{ext} = 22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.68 \text{ (mm)}$ ,  
 $\text{tg} \delta = 0.0012$

$$Z_u = 105$$

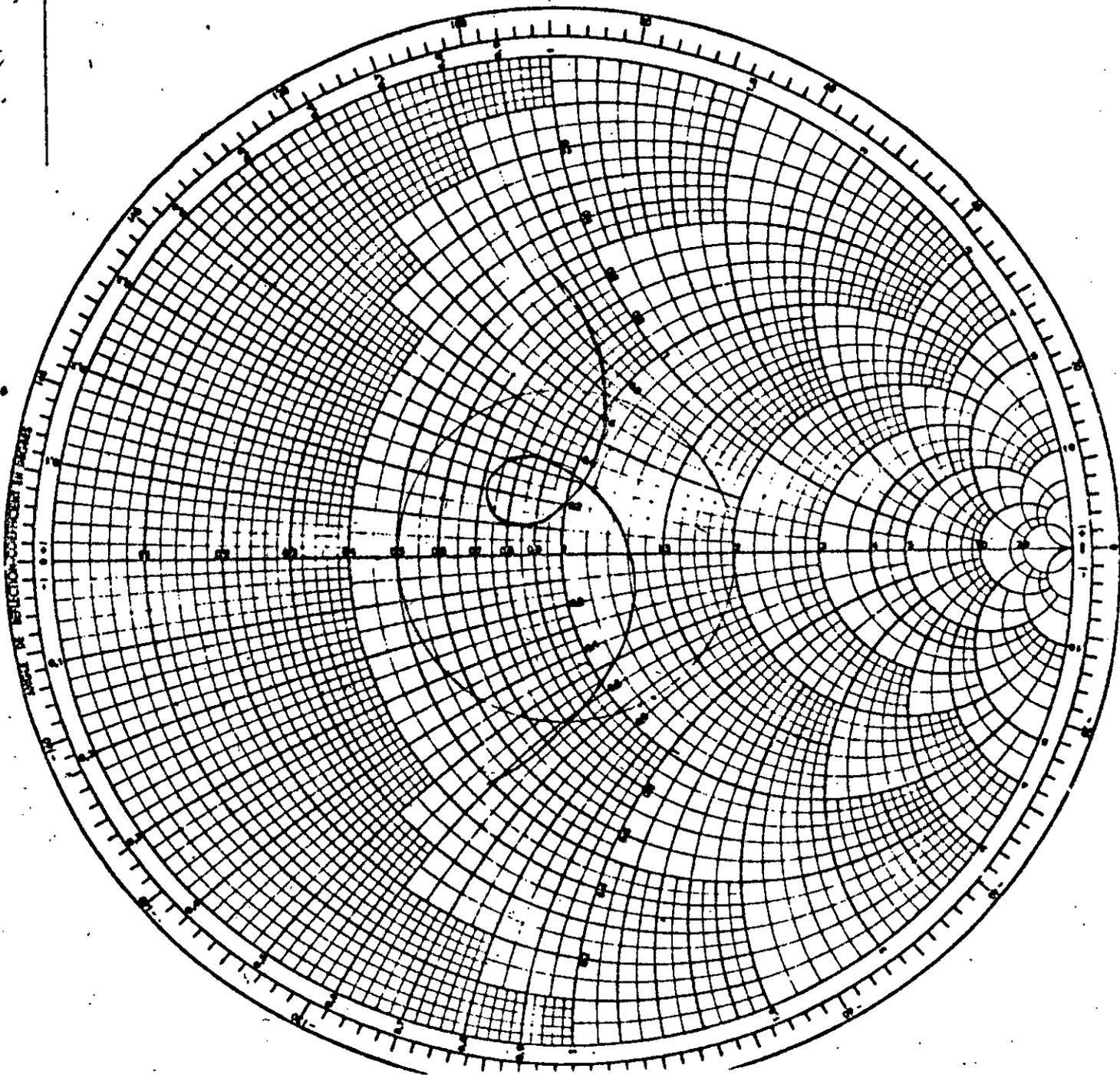
$$f_{max} = 7.08 \text{ GHz}$$

$$f_{min} = 8.46 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7.97 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 17.60 \%$$

R.O.S.  
Ret n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $H_t$  = Variable  
 $A_{dir} = 0.5$  mn

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mn) avec  
diamètre de rayon 6.86 (mn)  
 $d_e = d_a = 22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.59$  (mn)  
 $\lg h = 0.0012$

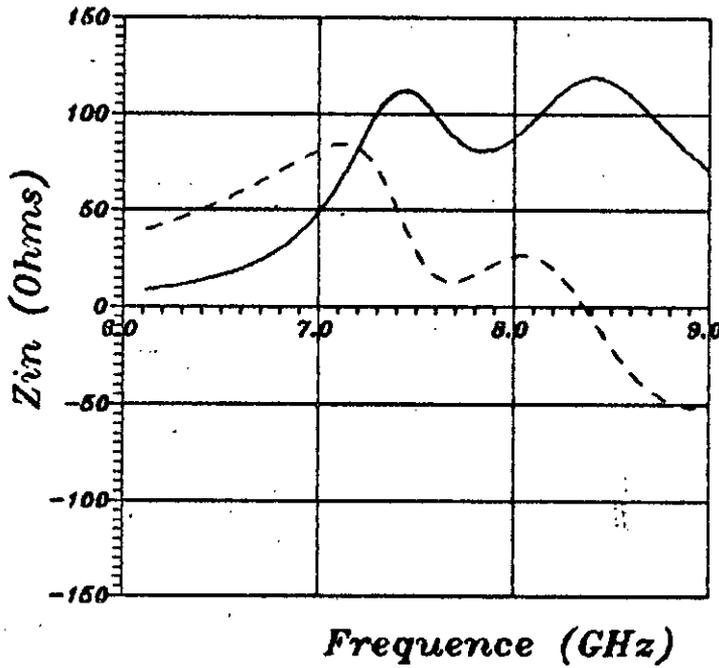
$$Z_{in} = 95$$

$$f_{min} = 7.24 \text{ GHz}$$

$$f_{max} = 8.70 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7.97 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f} = 18.34\%$$



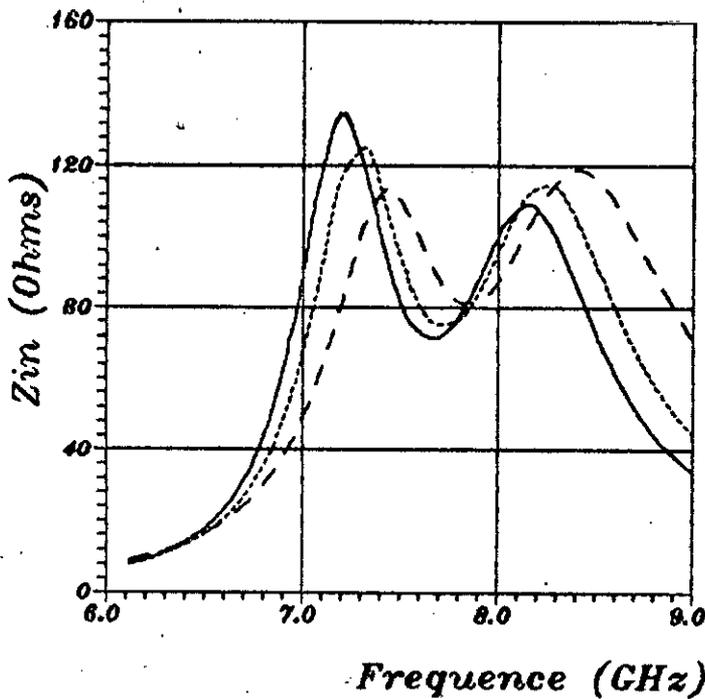
— Rin  
 - - - Xin

Cas ou  $Ht=Variable$   
 $Hair=1.0\text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon  $6.84\text{ (mm)}$  avec  
 directeur de rayon  $6.65\text{ (mm)}$   
 $ds=ds'=22\ 10^{-8}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon'=2.17$

$N=200$ ,  $H=H'=1.59\text{ (mm)}$   
 $tg\delta=0.0012$



—  $Hair=0.1\text{ (mm)}$   
 .....  $Hair=0.5\text{ (mm)}$   
 - - -  $Hair=1.0\text{ (mm)}$

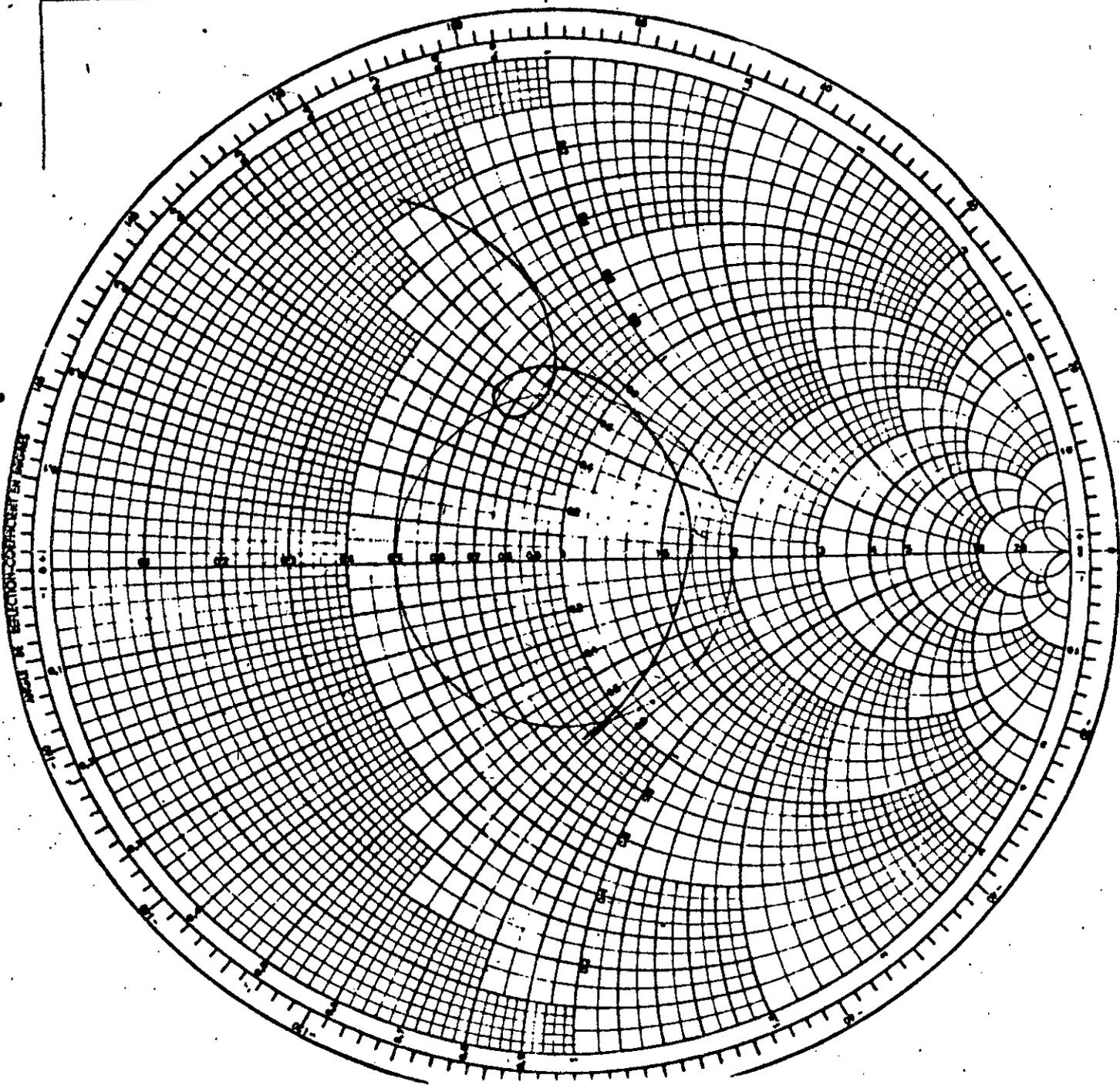
Cas ou  $Ht=Variable$

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon  $6.84\text{ (mm)}$  avec  
 directeur de rayon  $6.65\text{ (mm)}$   
 $ds=ds'=22\ 10^{-8}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon'=2.17$

$N=200$ ,  $H=H'=1.59\text{ (mm)}$   
 $tg\delta=0.0012$

R.O.S.  
Ret'n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $H_t$  = Variable  
 $h_{air} = 1.0 \text{ mm}$

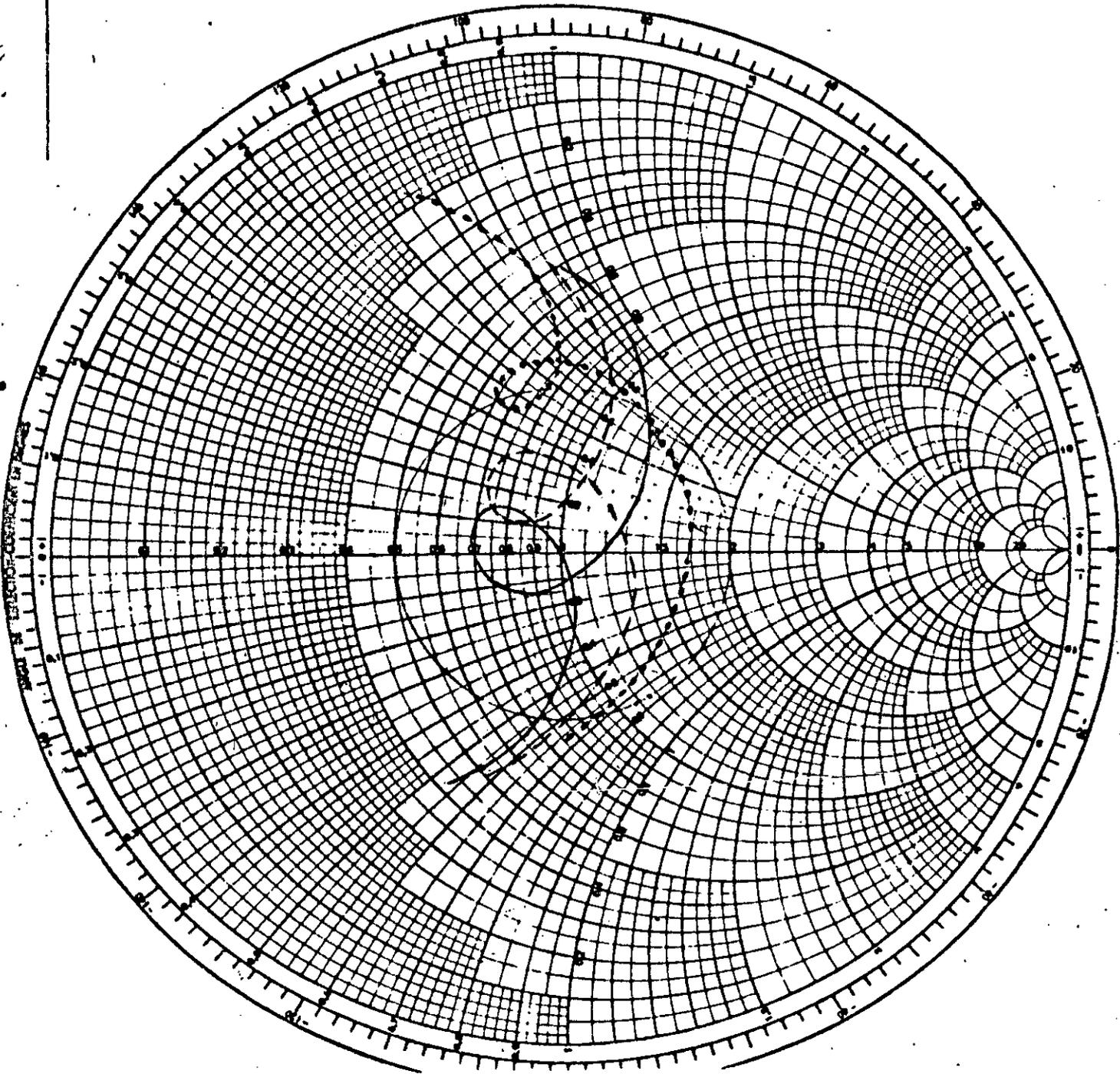
Cas d'un patch circulaire  
de rayon  $6.84 \text{ (mm)}$  avec  
directeur de rayon  $6.86 \text{ (mm)}$   
 $d_{air} = 2.2 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.69 \text{ (mm)}$   
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

$L_{u} = 83 \mu$

R.O.S.  
Ret'n loss en dB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht=Variable$

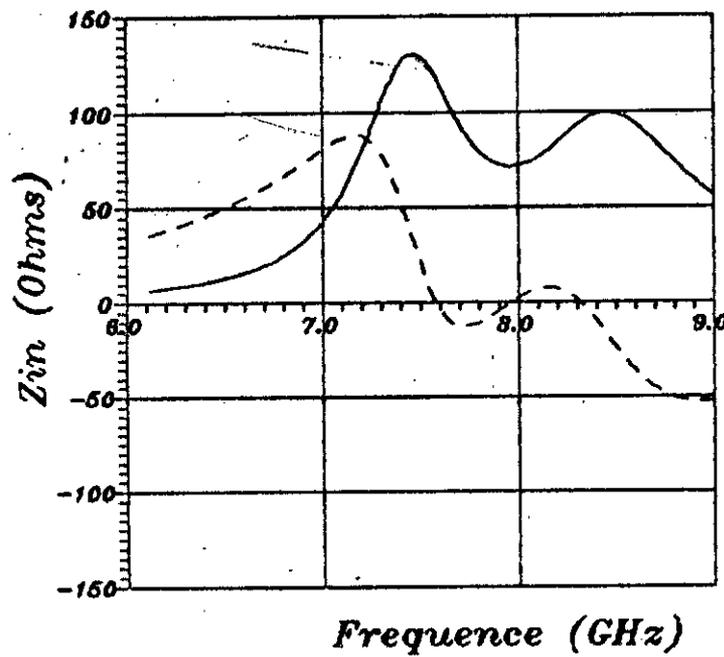
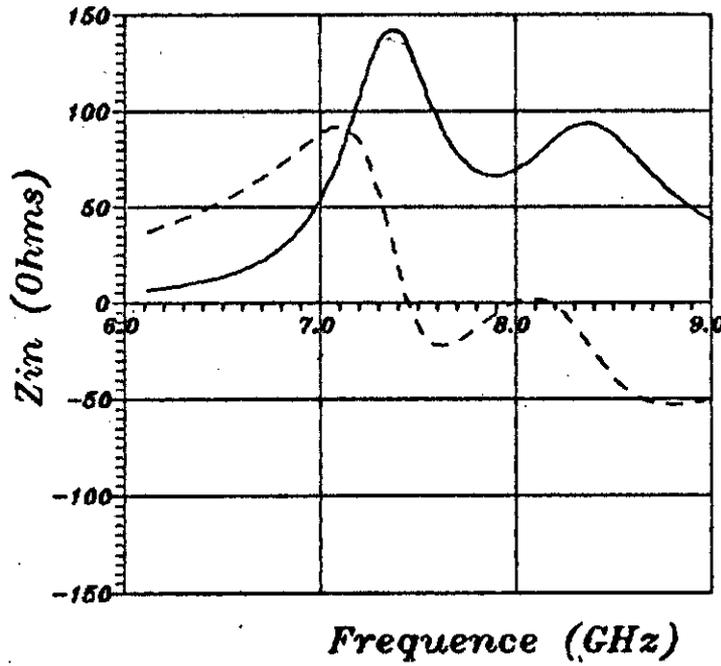
Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.66 (mm)  
 $ds=ds'=22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon'=2.17$

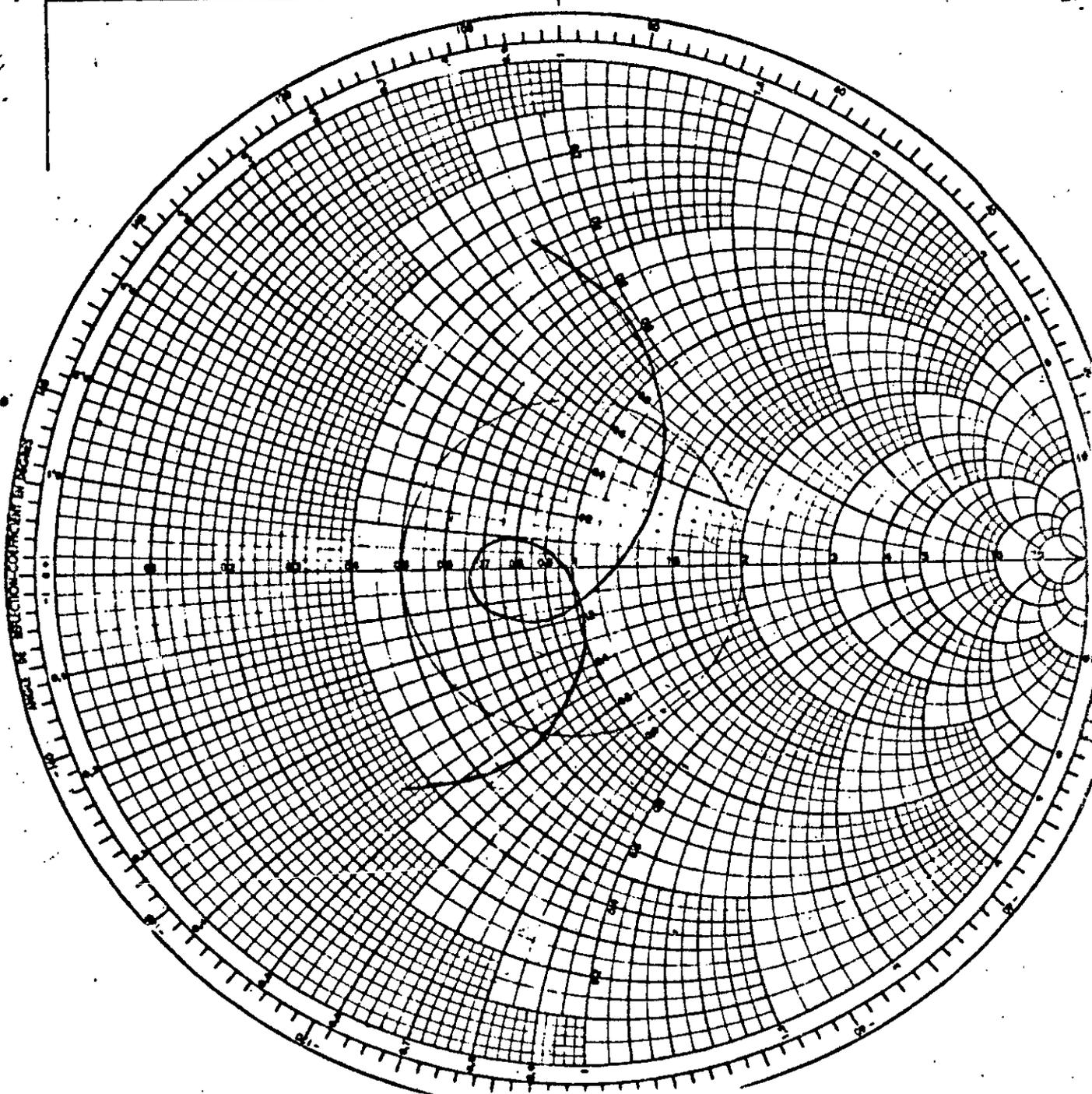
$N=200$ ,  $H=H'=1.69$  (mm)  
 $tg \delta = 0.0012$

—  $Hair=0.1$  (mm)  
- - -  $Hair=0.5$  (mm)  
...  $Hair=1.0$  (mm)

$Z_u = 100 \Omega$



5000-00 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22  
 R.O.S. Ret'n loss in DB  
 Coeff. de refl. E ou I

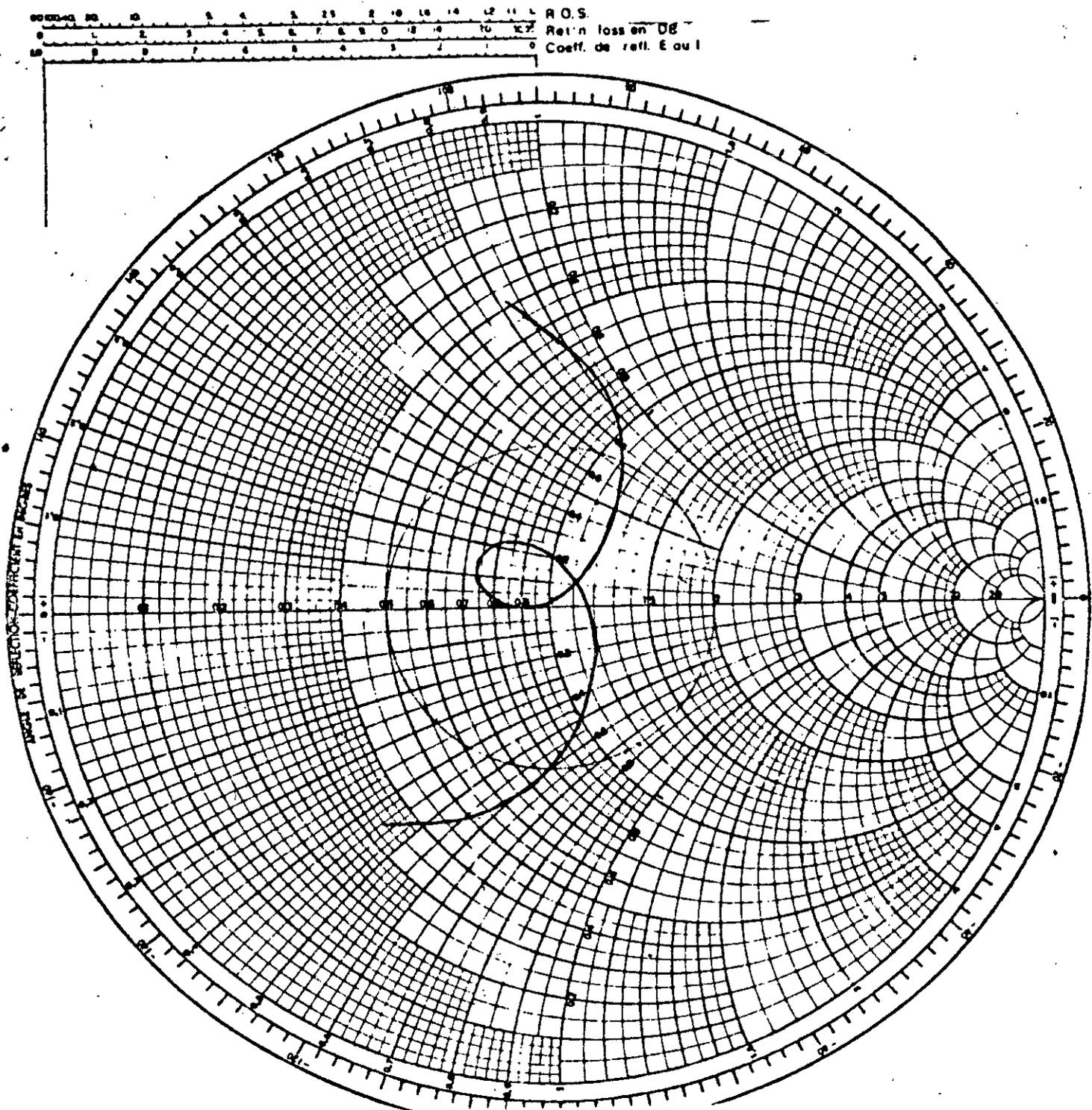


Cas ou  $H_1$  = variable  
 $h_0 = 0.1$  mm

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 6.84 (mm) avec  
 directeur de rayon 6.45 (mm)  
 $d_0 = d_1 = 22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$Z_u = 100 \Omega$   
 $f_{min} = 7.3$  GHz  
 $f_{max} = 8.7$  GHz  
 $f_0 = 8$  GHz  
 $\Delta f = 17.5 \%$



Cas ou  $H_t$  = Variable  
 $h_{air} = 0.6$  mm

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
diameter de rayon 6.45 (mm)  
 $d = d_0 = 2.2 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.59$  (mm)  
 $\tan \delta = 0.0012$

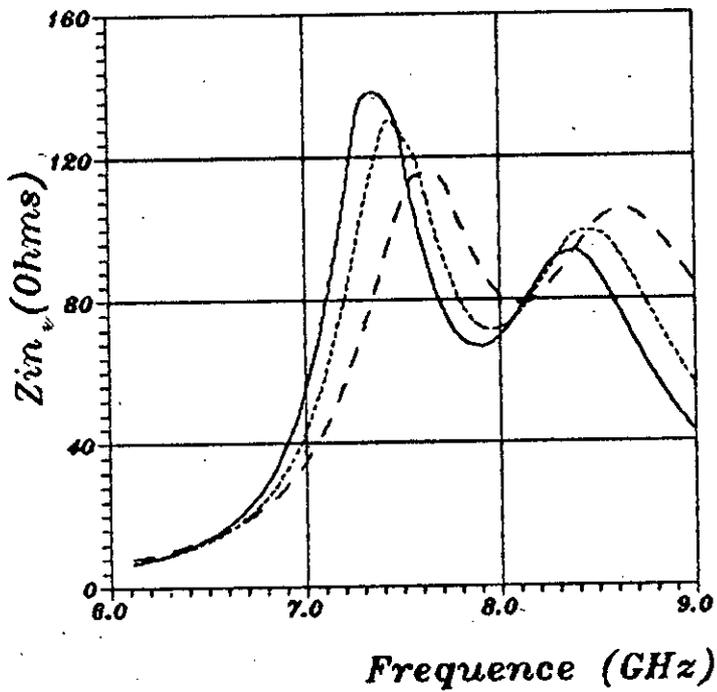
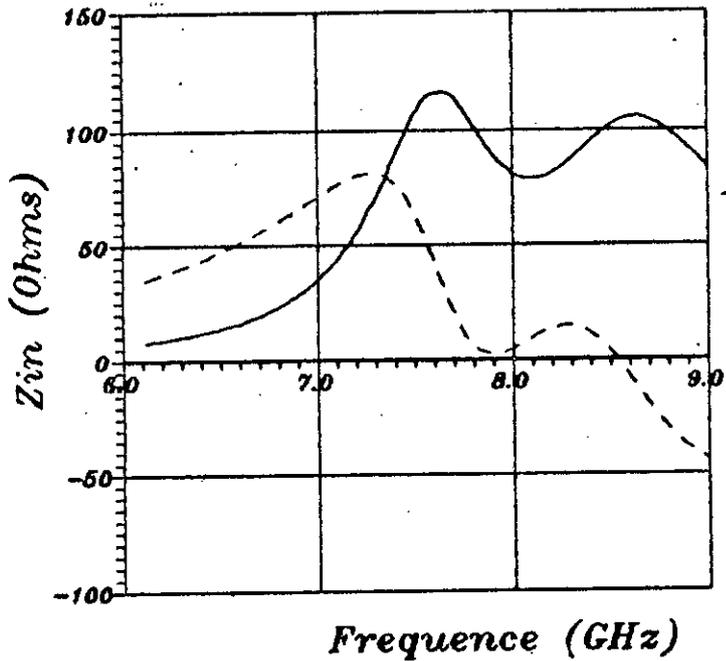
$$Z_u = 93$$

$$f_{min} = 7.4 \text{ GHz}$$

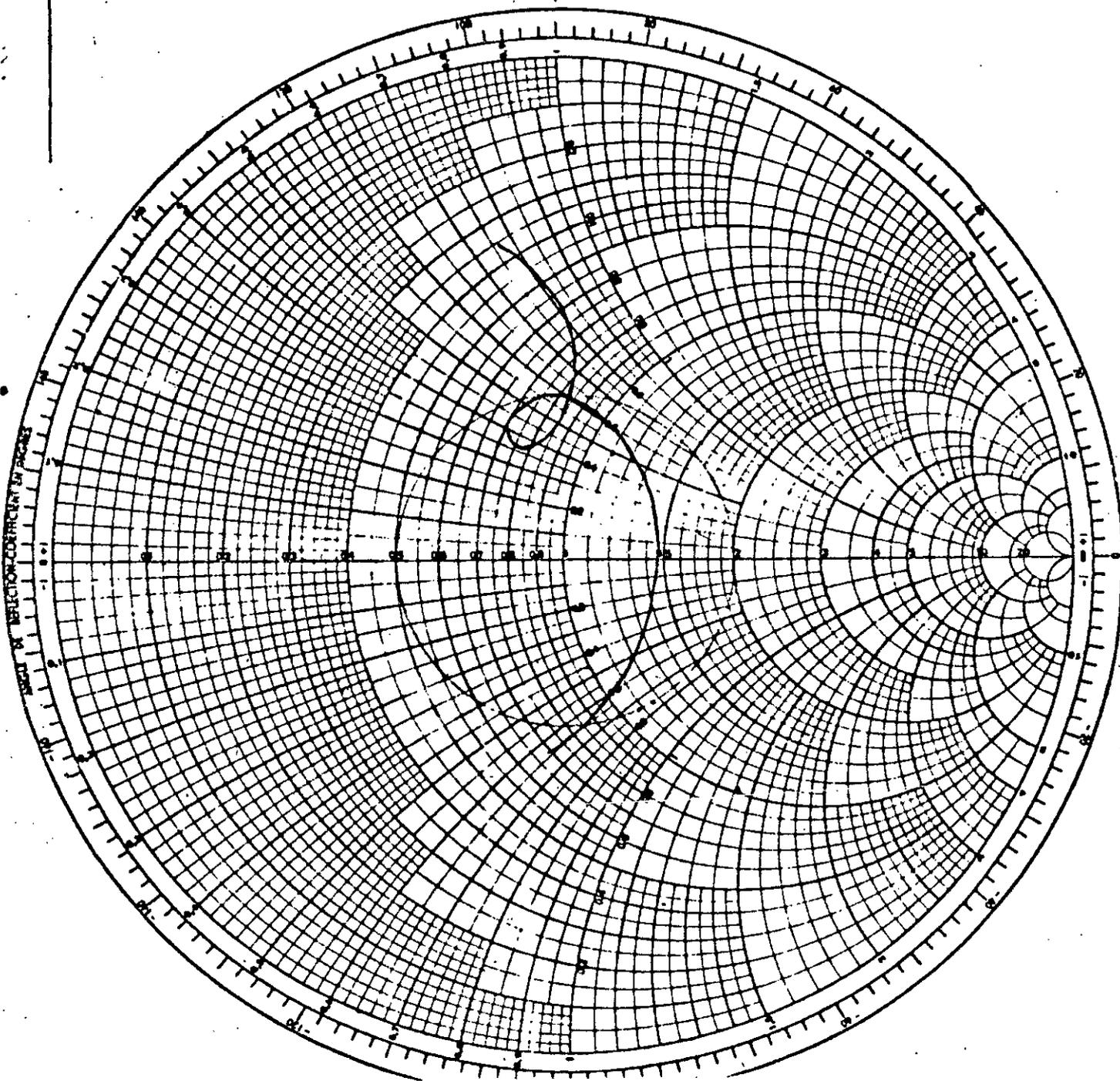
$$f_{max} = 8.9 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 8.15 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 18.40\%$$



R.O.S.  
 Rat n loss en DB  
 Coeff. de refl. E ou I



Cas où  $f$  variable  
 $h_{air} = 1.0$  mm

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 6.84 (mm) avec  
 diélectrique de rayon 6.45 (mm)  
 $d = 2.2 \cdot 10^{-3}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.68$  (mm)  
 $\tan \delta = 0.0012$

$Z_L = 83$

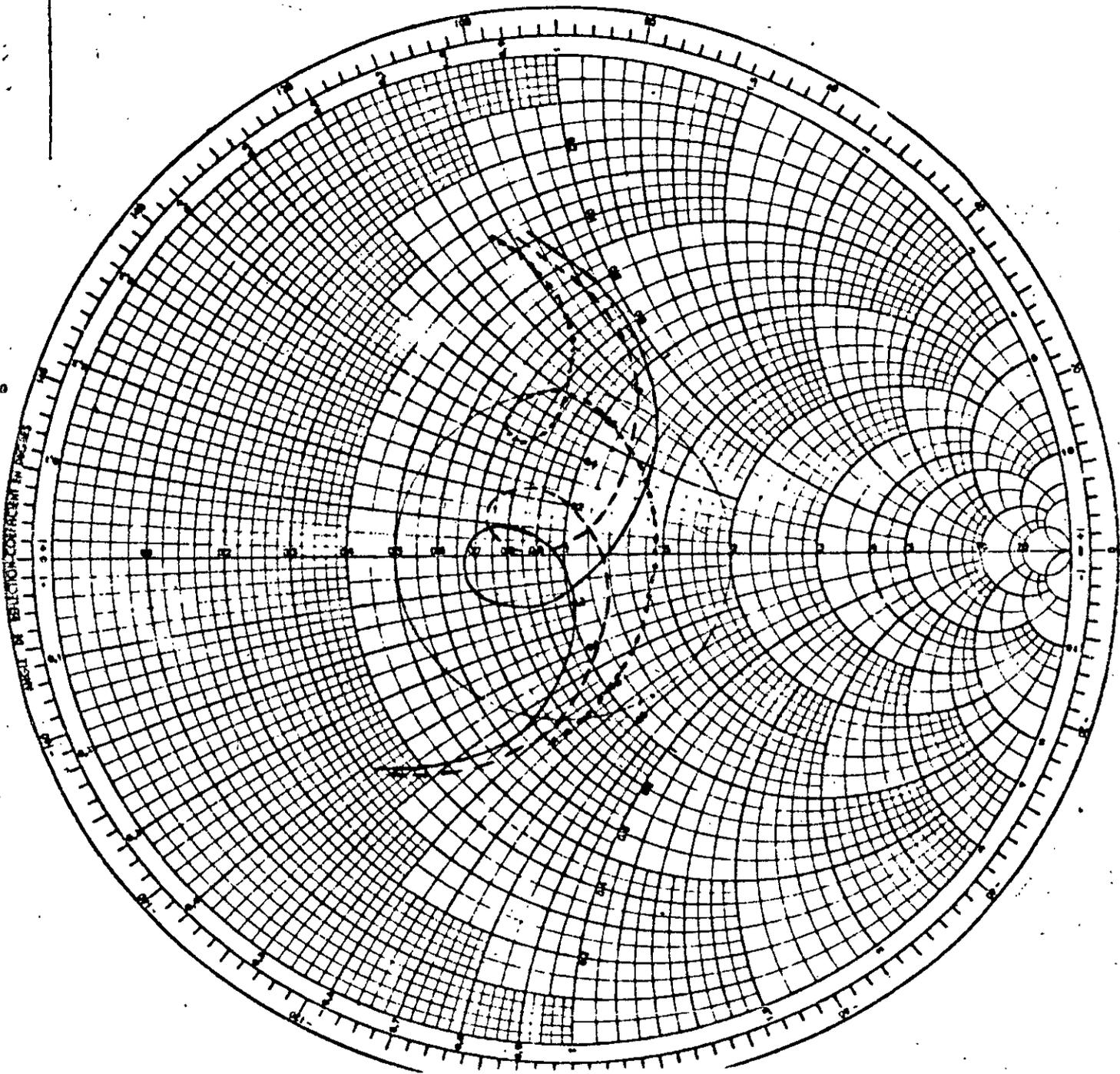
$f_{min} = 7.7$  GHz

$f_{max} = 9.40$  GHz

$f_0 = 8.55$  GHz

$\frac{\Delta f}{f_0} = 19.88$  %

R.O.S.  
 Rel n loss en DB  
 Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht = \text{variable}$

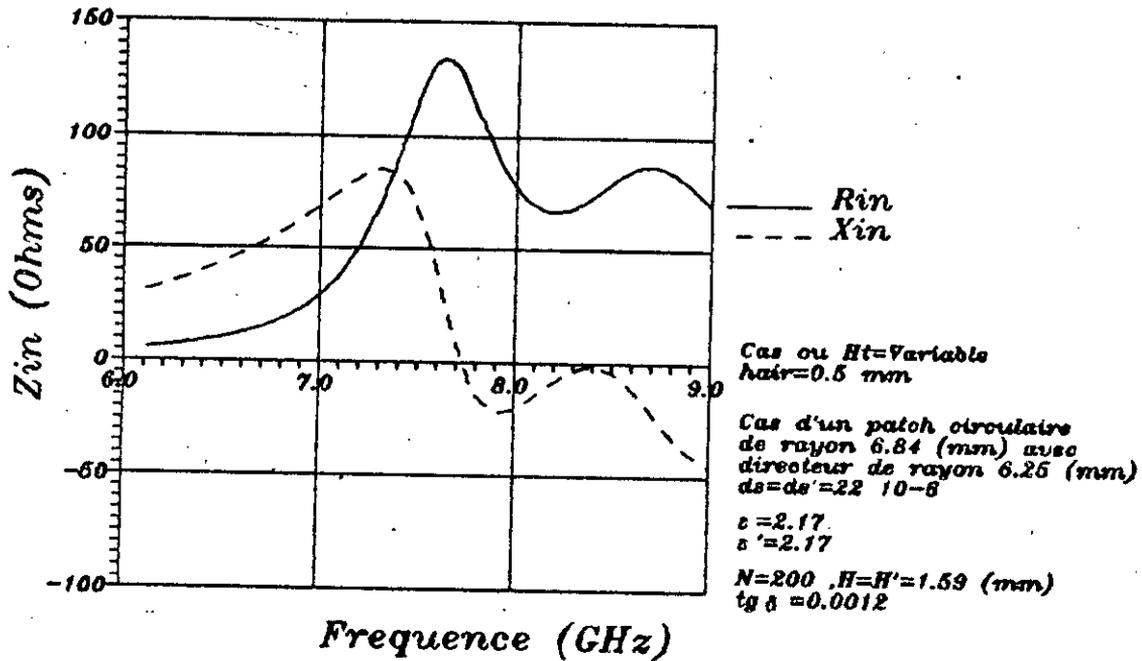
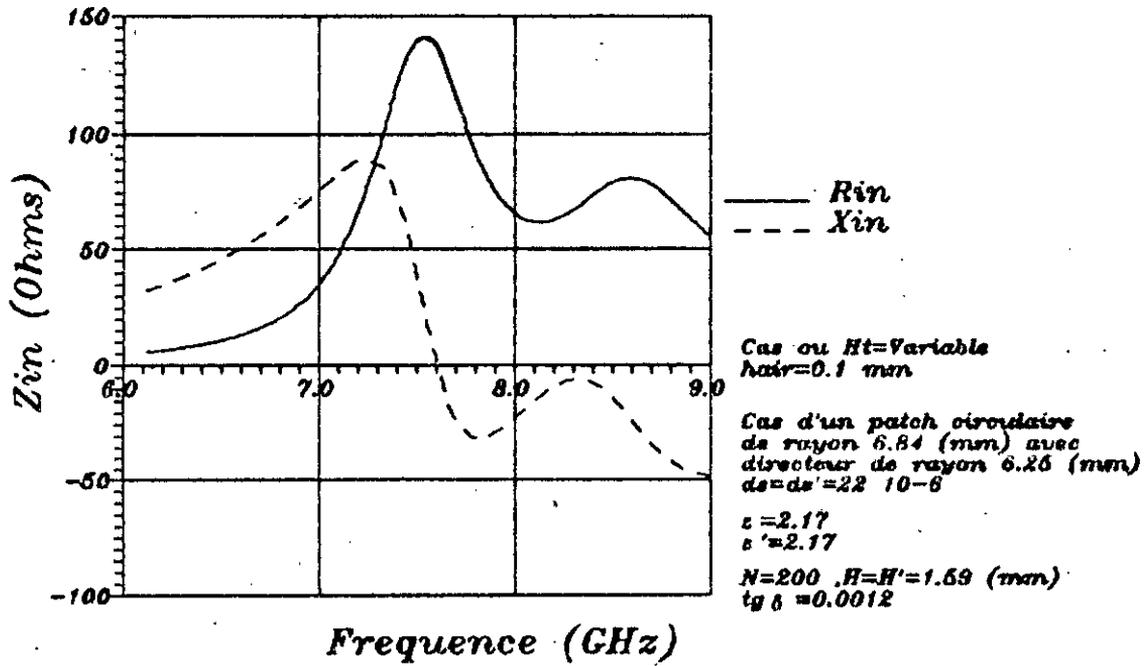
Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 6.84 (mm) avec  
 directeur de rayon 6.46 (mm)  
 $d = \lambda_0 \cdot 22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

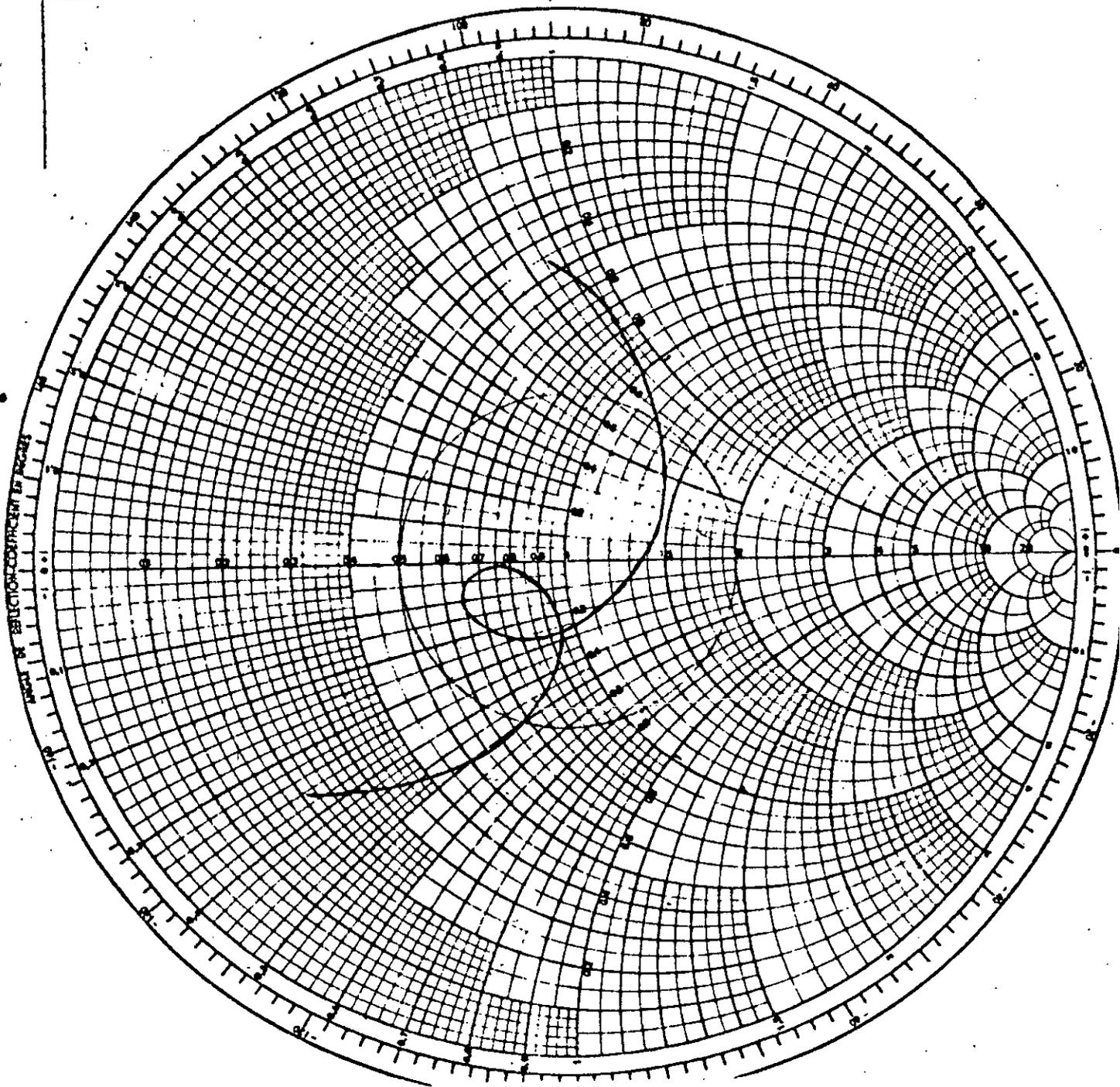
$N = 2.00$   $H = H' = 1.59$  (mm)  
 $\tan \delta = 0.0012$

—  $H_{air} = 0.1$  (mm)  
 - -  $H_{air} = 0.5$  (mm)  
 . . .  $H_{air} = 1.0$  (mm)

$Z_u = 100$



R.O.S.  
Ret n loss en dB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $H$  = Variable  
 $h_{air} = 0.1$  mm

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.26 (mm)  
 $a_s = a_d = 22$  10-6

$c = 2.17$   
 $s = 2.17$

$N = 200$   $H = H' = 1.69$  (mm)  
 $t_0 = 0.0012$

$$Z_u = 94$$

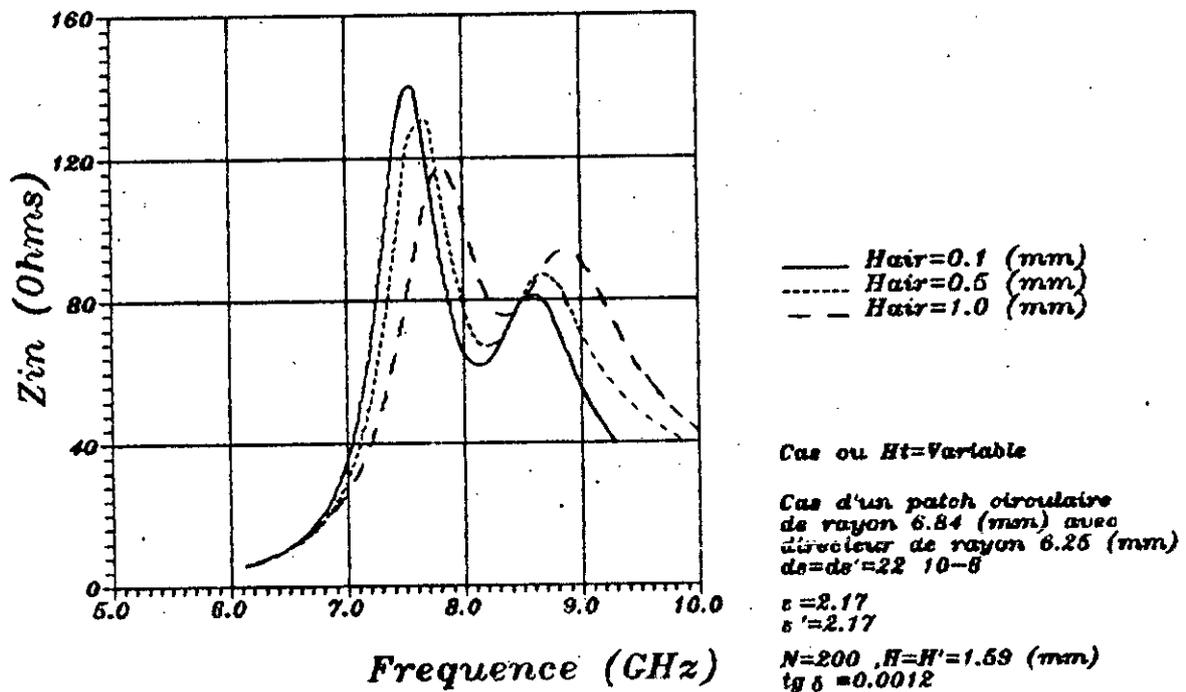
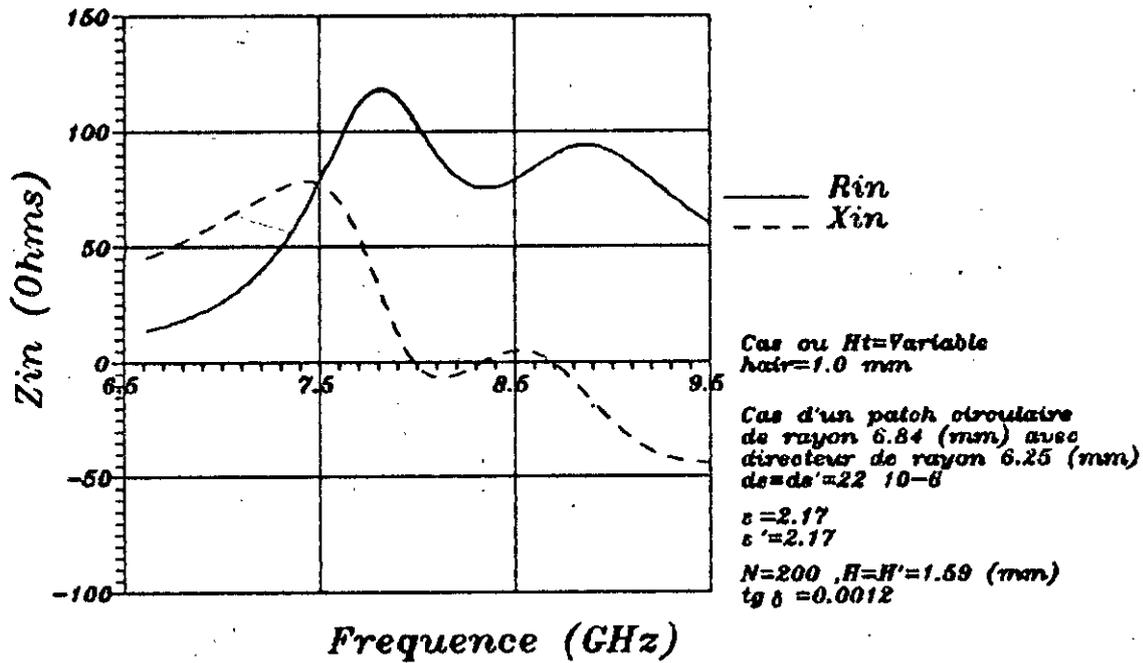
$$f_{min} = 7.4 \text{ GHz}$$

$$f_{max} = 8.9 \text{ GHz}$$

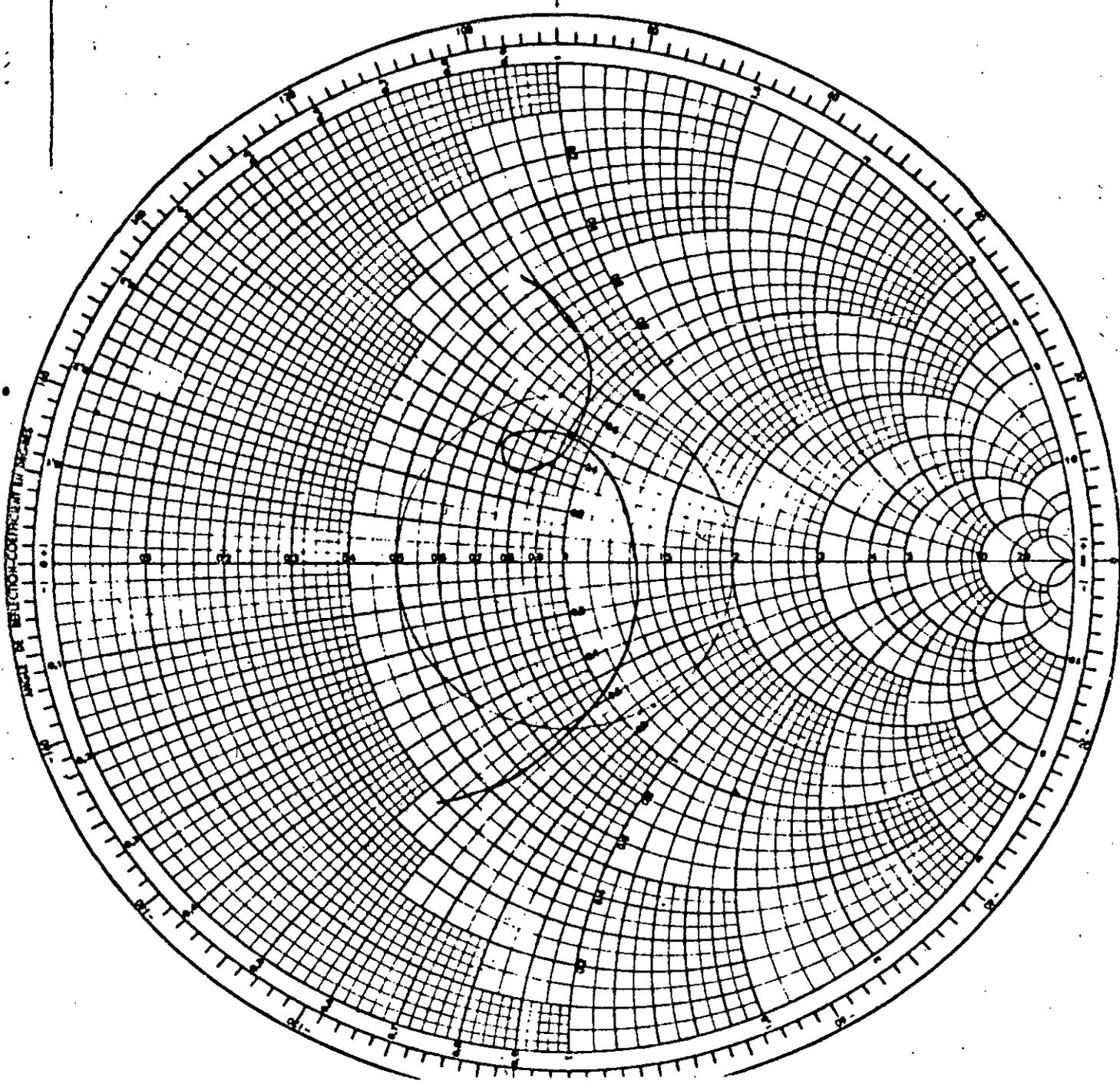
$$f_0 = 8.156 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 18.40\%$$





R.O.S.  
 Ret'n loss en dB  
 Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $H_t$  = Variable  
 $h_{air} = 1.0$  mm

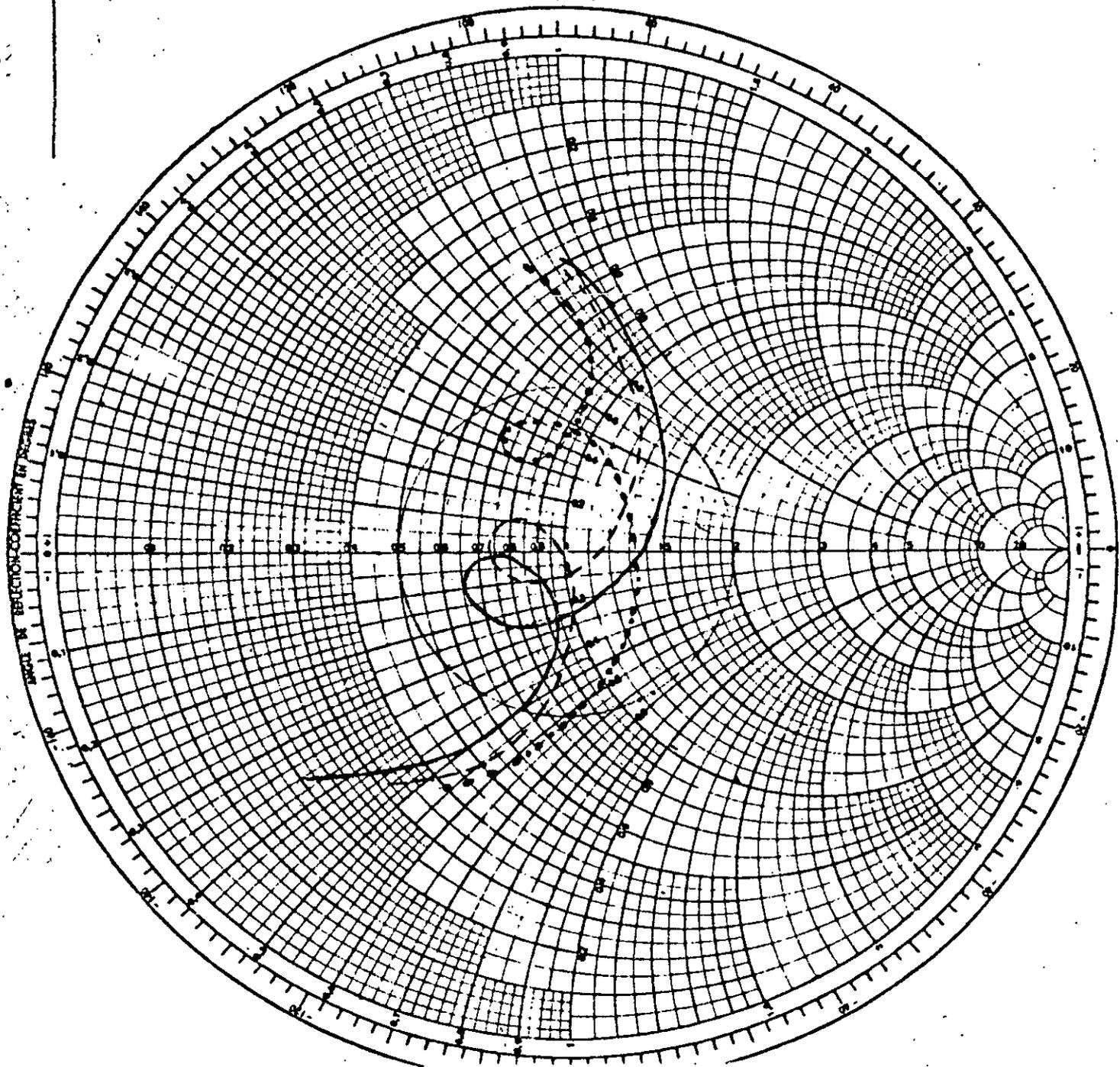
Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 6.84 (mm) avec  
 directeur de rayon 6.25 (mm)  
 $d_s = d_s' = 22 \cdot 10^{-8}$

$z = 2.17$   
 $s' = 2.17$

$N = 200$   $H = H' = 1.59$  (mm)  
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

$Z_u = 93$   
 $f_{min} = 7.8 \text{ GHz}$   
 $f_{max} = 9.7 \text{ GHz}$   
 $f_0 = 8.75 \text{ GHz}$   
 $\frac{\Delta f}{f_0} = 21.71\%$

R.O.S.  
Ret n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $H_t = \text{Variable}$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.26 (mm)  
 $d = d_0 = 22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.59$  (mm)  
 $\lg \delta = 0.0012$

—  $H_{air} = 0.1$  (mm)  
- -  $H_{air} = 0.5$  (mm)  
...  $H_{air} = 1.0$  (mm)

$$Z_u = 100 \Omega$$

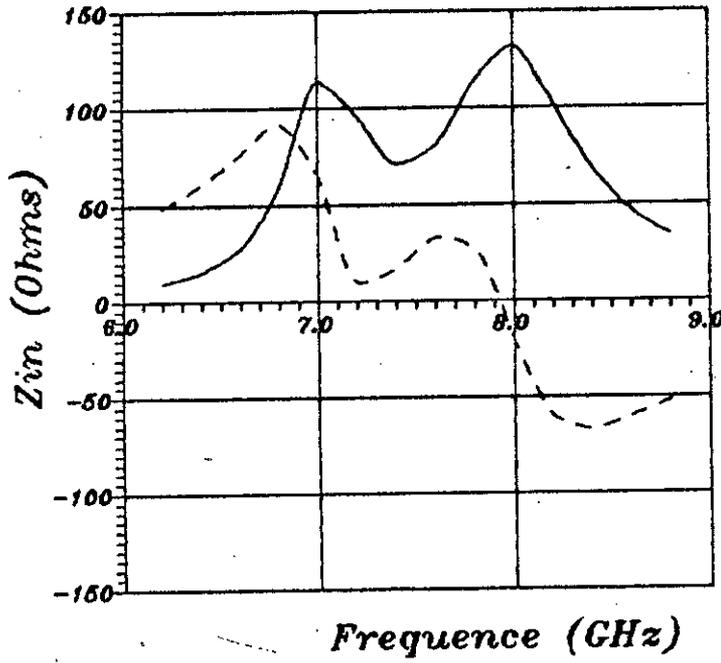
boucle vers les parties selfiques (haut de l'abaque de Smith) ainsi qu'une diminution de sa taille ce qui est dû à une diminution de la permittivité relative du substrat plan de masse, donc du coefficient de couplage, prévus par la théorie Dabele et lie [16].

Le glissement vers les parties selfiques est due à une diminution de la valeur capacitive des parties non couplées de l'antenne.

Dans le cas où la hauteur du diélectrique reste constante, les abaques [ab 5.4.2] montrent toujours un glissement de la boucle vers les parties selfiques et une diminution de sa taille. Les résultats sont donner dans le tableau suivant :

$\frac{a-h}{a}$	$l$ (mm)	$f_n$ (ghz)	$f_{min}$ (ghz)	$f_{max}$ (ghz)	$Z_{port}$	$\frac{\Delta f}{f_0}$ %	$H_{eff}$ (mm)
0.15 (%)	6.83	7.50	6.87	8.12	110	16.67	0.00
		7.67	6.96	8.78	109	17.32	0.10
		7.71	7.02	8.40	108	17.87	0.50
		7.89	7.14	8.64	106	19.01	1.00
2.77 (%)	6.65	7.65	7.00	8.30	100	17.00	0.00
		7.77	7.08	8.46	106	17.94	0.10
		7.92	7.20	8.64	105	18.18	0.50
		8.16	7.32	9.00	104	20.58	1.00
5.70 (%)	6.45	7.79	7.15	8.43	98	16.43	0.00
		7.95	7.26	8.64	100	17.35	0.10
		8.07	7.37	8.82	100	18.58	0.50
		8.28	7.44	9.12	100	20.28	1.00
8.44 (%)	6.25	8.99	7.35	8.62	94	16.00	0.00
		8.16	7.44	8.88	95	17.64	0.10
		8.25	7.50	9.00	95	18.18	0.50
		8.55	7.60	9.50	96	22.22	1.00

[tab 4.4.b] Cas des différentes antennes avec différentes couches d'air. Hrcets

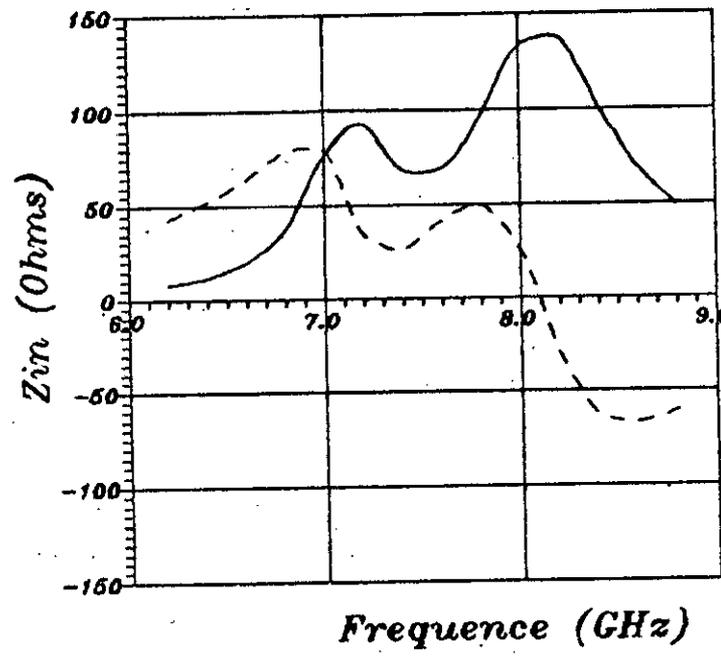


— Rin  
- - - Xin

Cas ou  $Ht=cte$   
 $h_{air}=0.1\text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.83 (mm)  
 $d_s=d_s'=22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon'=2.17$   
 $N=200$ ,  $H=H'=1.59\text{ (mm)}$   
 $\text{tg } \delta = 0.0012$



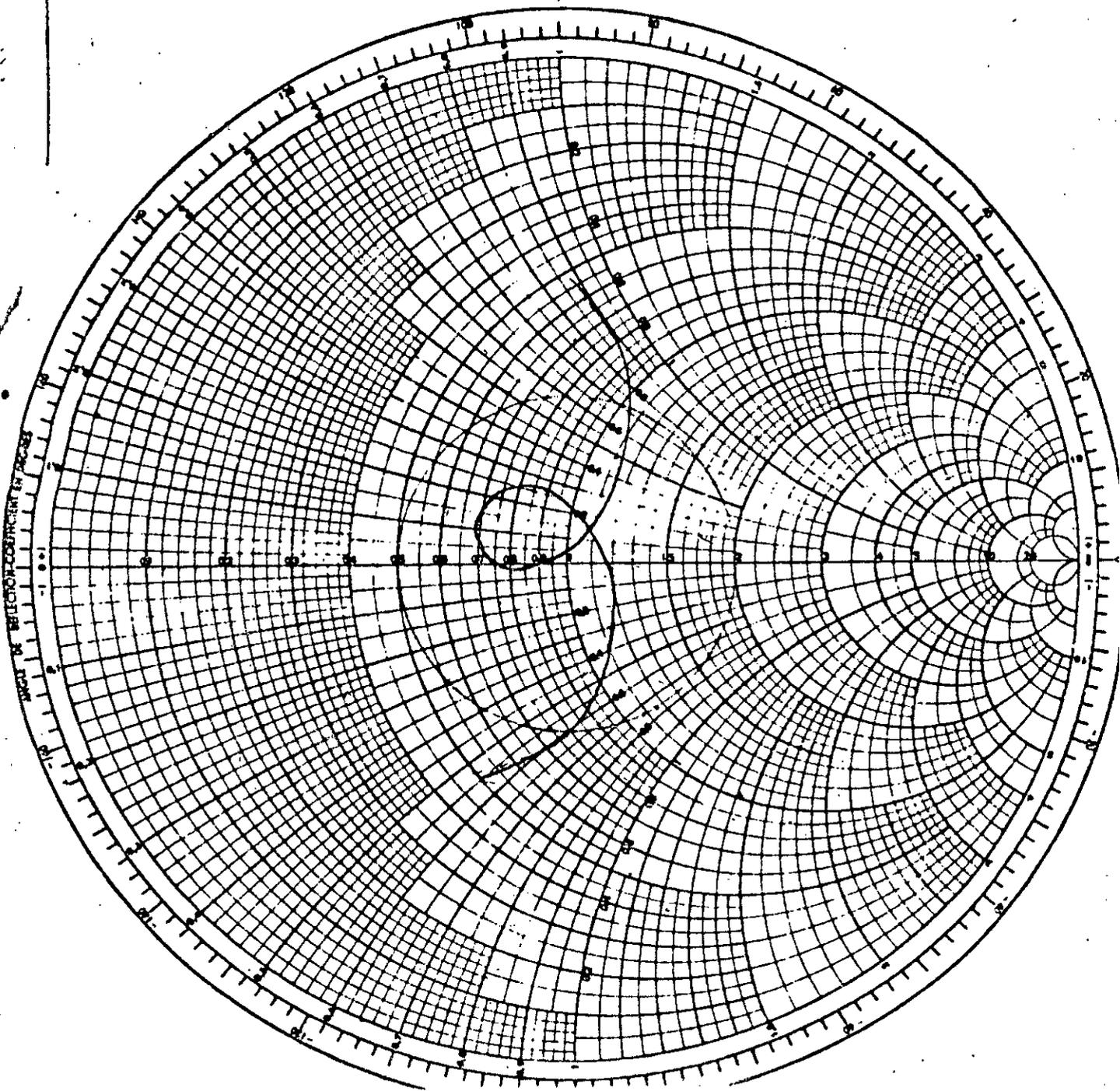
— Rin  
- - - Xin

Cas ou  $Ht=cte$   
 $h_{air}=0.5\text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.83 (mm)  
 $d_s=d_s'=22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon'=2.17$   
 $N=200$ ,  $H=H'=1.59\text{ (mm)}$   
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

RO.S.  
Ret n loss en dB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht=0$   
 $h_{air}=0.1$  mm

Cas d'un patch circulaire  
de rayon  $8.84$  (mm) avec  
directeur de rayon  $8.83$  (mm)  
 $\epsilon = \epsilon' = 2.2 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N=200$   $H=H'=1.59$  (mm)  
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

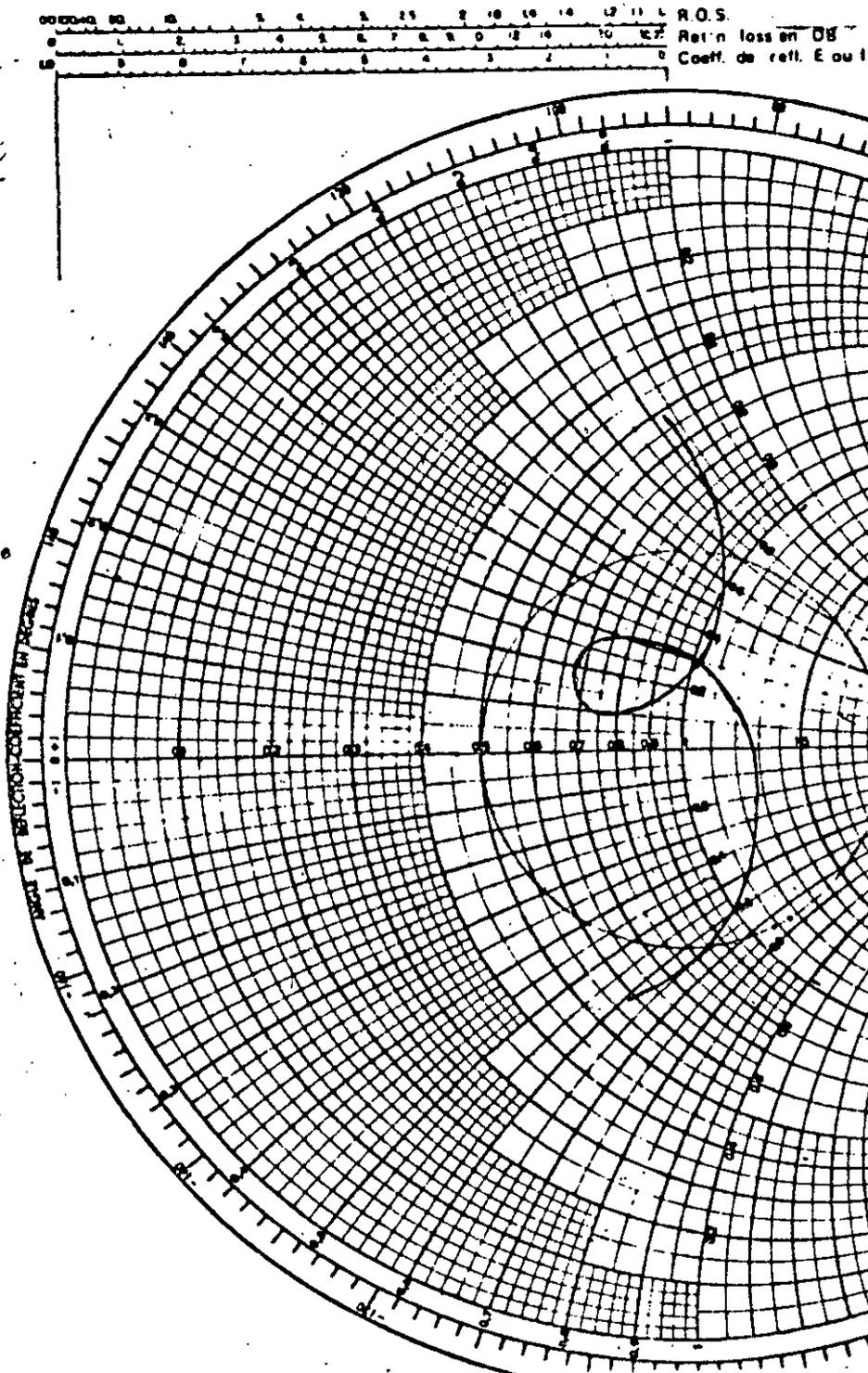
$$Z_n = 110$$

$$f_{min} = 6.96 \text{ GHz}$$

$$f_{max} = 8.28 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7.62 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 17.32\%$$



Cas ou  $Ht = cte$   
 $h_{air} = 0.6 \text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon  $6.84 \text{ (mm)}$  avec  
 directeur de rayon  $6.89 \text{ (mm)}$   
 $d_s = d_d = 22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$F = 200$ ,  $H = H' = 1.58 \text{ (mm)}$   
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

$$Z_u = 110$$

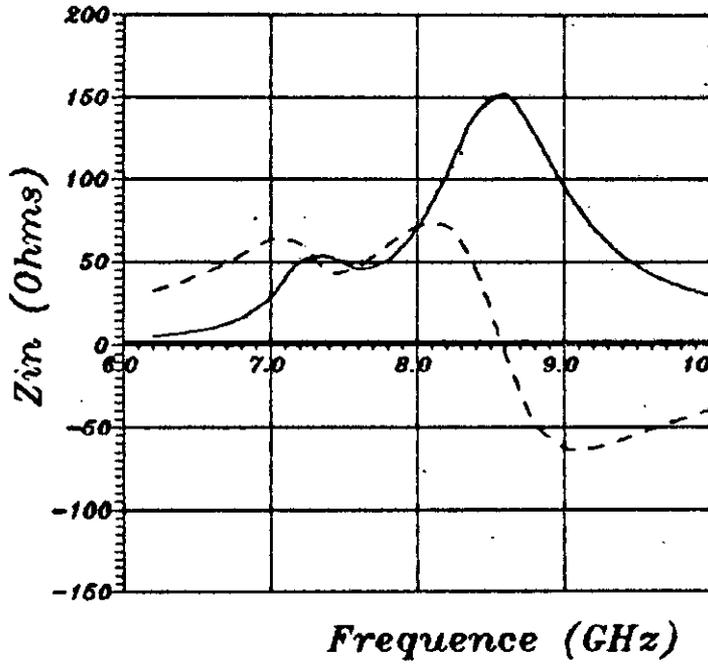
$$f_{un} = 7.02$$

$$f_{max} = 8.40 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7.74 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 17.39 \text{ GHz}$$

$$f_0$$



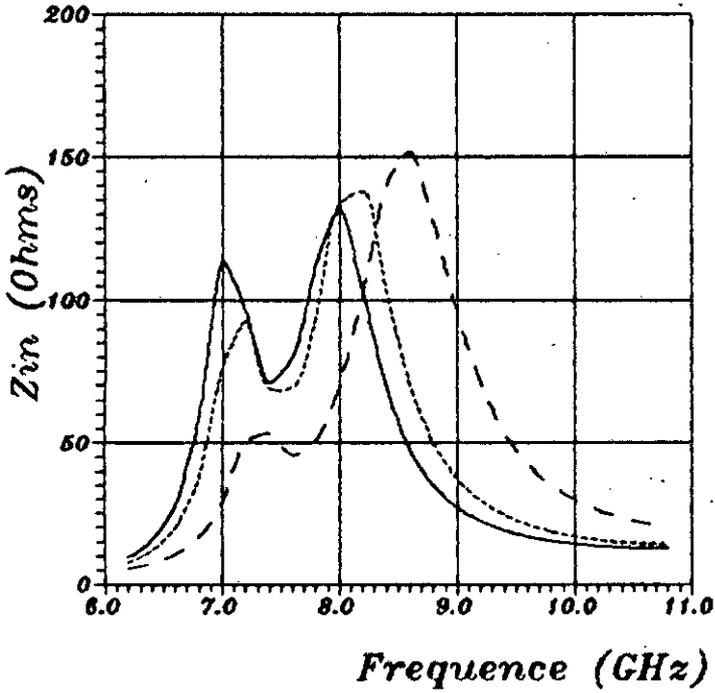
— Rin  
 - - - Xin

Cas ou  $Ht=Cte$   
 $hair=1.0$  mm

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 6.84 (mm) avec  
 directeur de rayon 6.83 (mm)  
 $ds=ds'=22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon'=2.17$

$N=200$ ,  $H=H'=1.59$  (mm)  
 $tg \delta = 0.0012$



—  $Hair=0.1$  (mm)  
 - - -  $Hair=0.5$  (mm)  
 - . -  $Hair=1.0$  (mm)

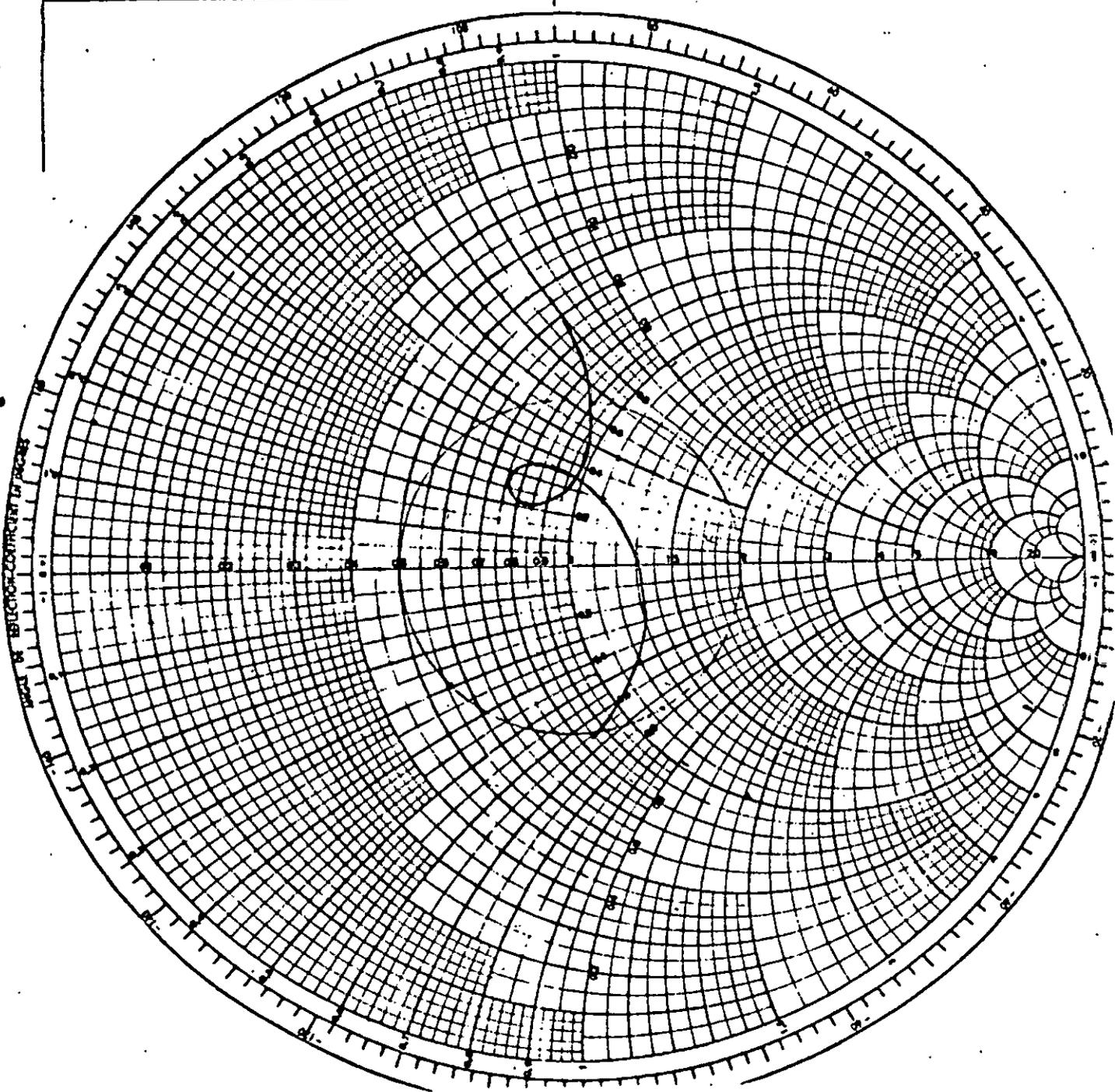
Cas ou  $Ht=Cte$

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 6.84 (mm) avec  
 directeur de rayon 6.83 (mm)  
 $ds=ds'=22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon'=2.17$

$N=200$ ,  $H=H'=1.59$  (mm)  
 $tg \delta = 0.0012$

RO.S.  
Ret'n loss en dB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas où  $Ht = \text{cte}$   
 $h_{\text{air}} = 1,0 \text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon  $r = 8,4 \text{ (mm)}$  avec  
directeur de rayon  $8,83 \text{ (mm)}$   
 $d = d_0 = 2,2 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon = 2,17$   
 $\epsilon' = 2,17$

$N = 200 \text{ (fil-Mil } 10 \text{ (mm))}$

$$Z_u = 105$$

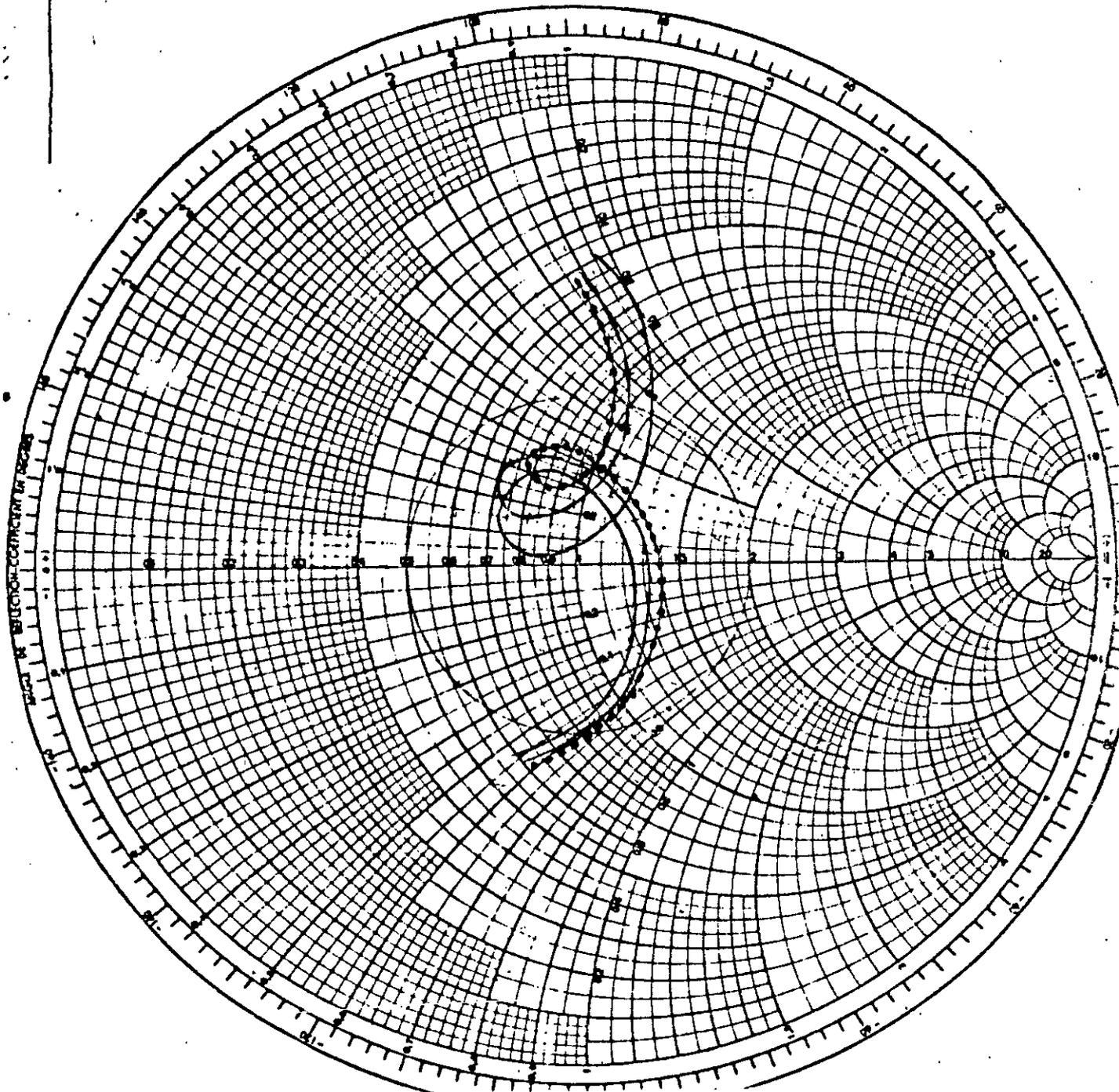
$$f_{\text{min}} = 7,14 \text{ GHz}$$

$$f_{\text{max}} = 8,64 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7,89 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 19,04 \%$$

R.O.S.  
Ret'n loss en dB  
Coeff. de refl. E ou I

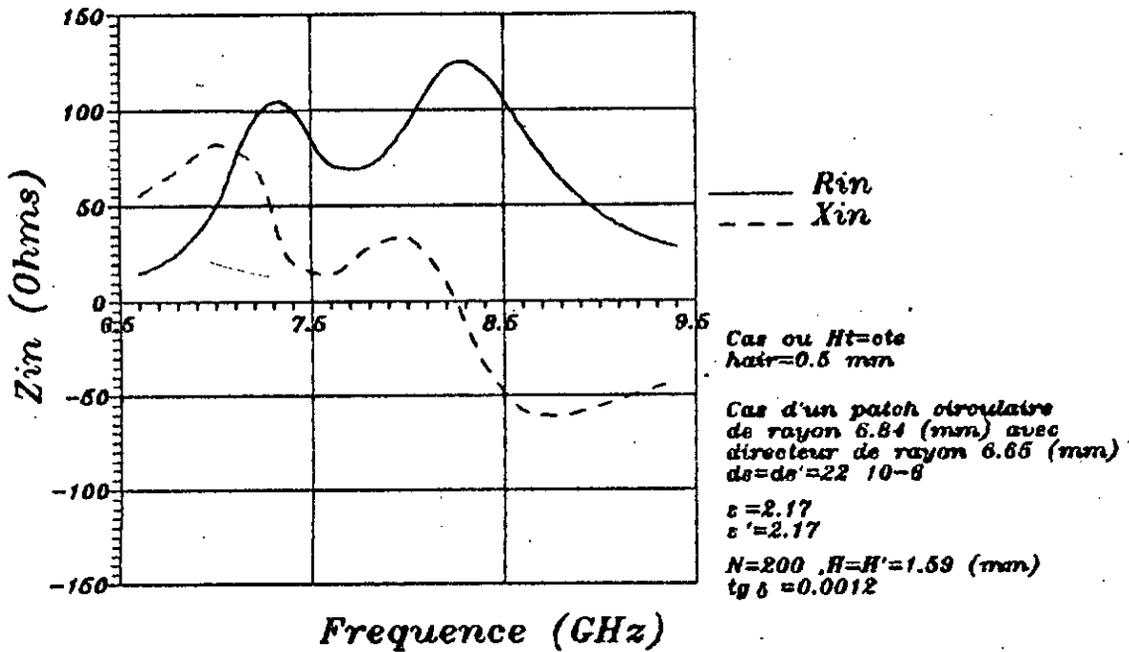
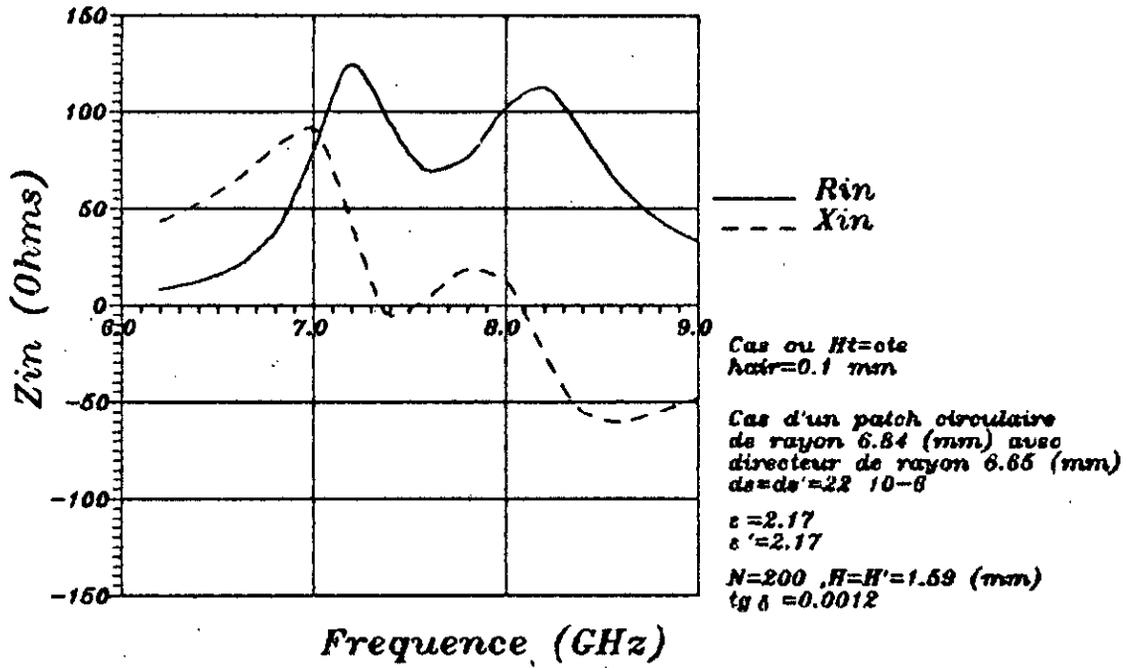


Cas où  $Ht = Ct$   
 Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 6.84 (mm) avec  
 directeur de rayon 6.83 (mm)  
 $d = 22 \cdot 10^{-8}$

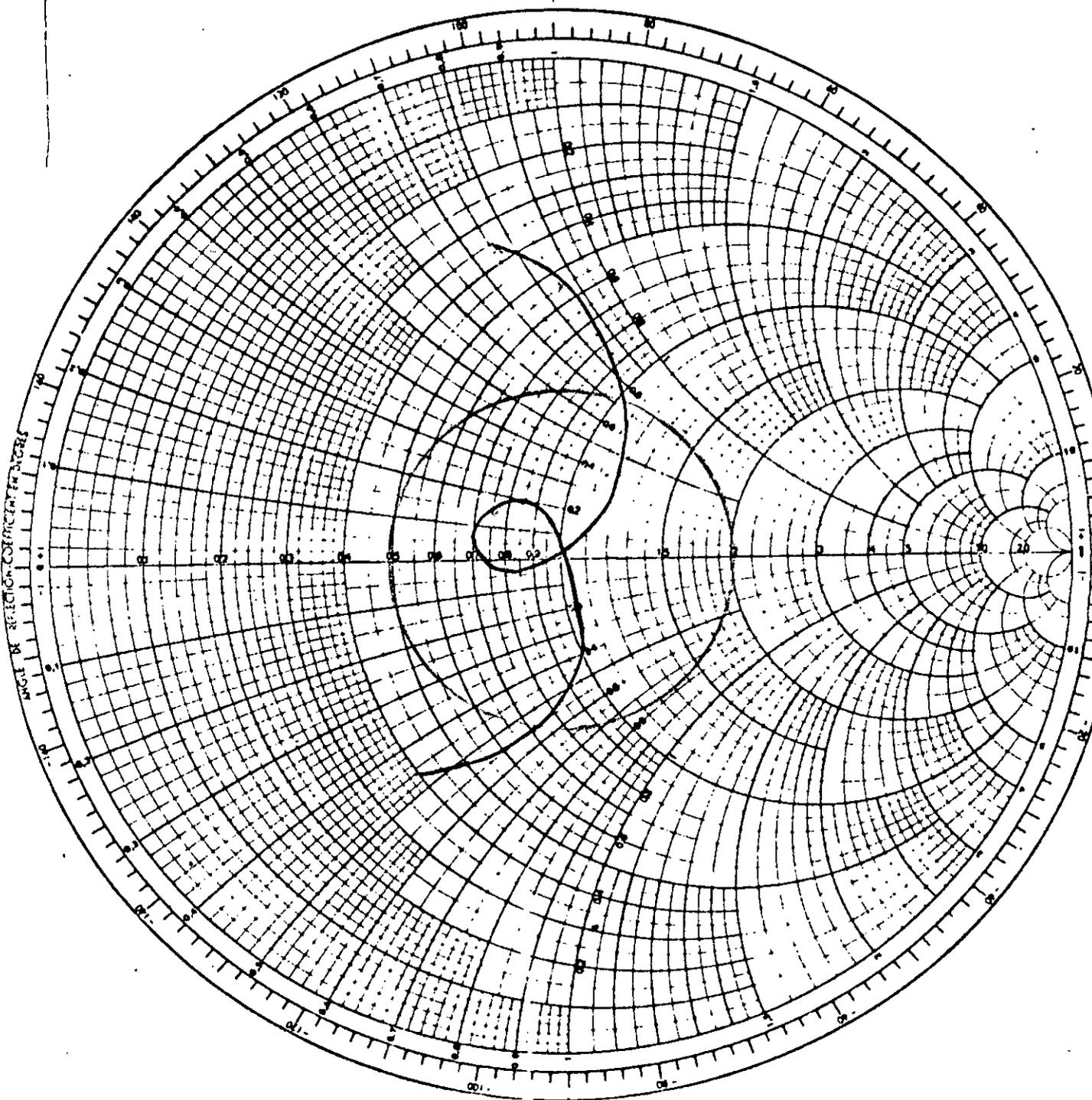
$c = 2.17$   
 $s = 2.17$   
 $N = 200$ ,  $H = H' = 1.59$  (mm)  
 $A = 0.0012$

— Hair = 0.1 (mm)  
 - - - Hair = 0.5 (mm)  
 ····· Hair = 1.0 (mm)

$Z_{in} = 100$



000000 20 15 10 5 0 5 10 15 20 25 30 35 40 45 50 55 60 65 70 75 80 85 90 95 100  
 R.O.S  
 Ret n loss en DB  
 Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht=0$   
 $h_{air}=0.5 \text{ mm}$

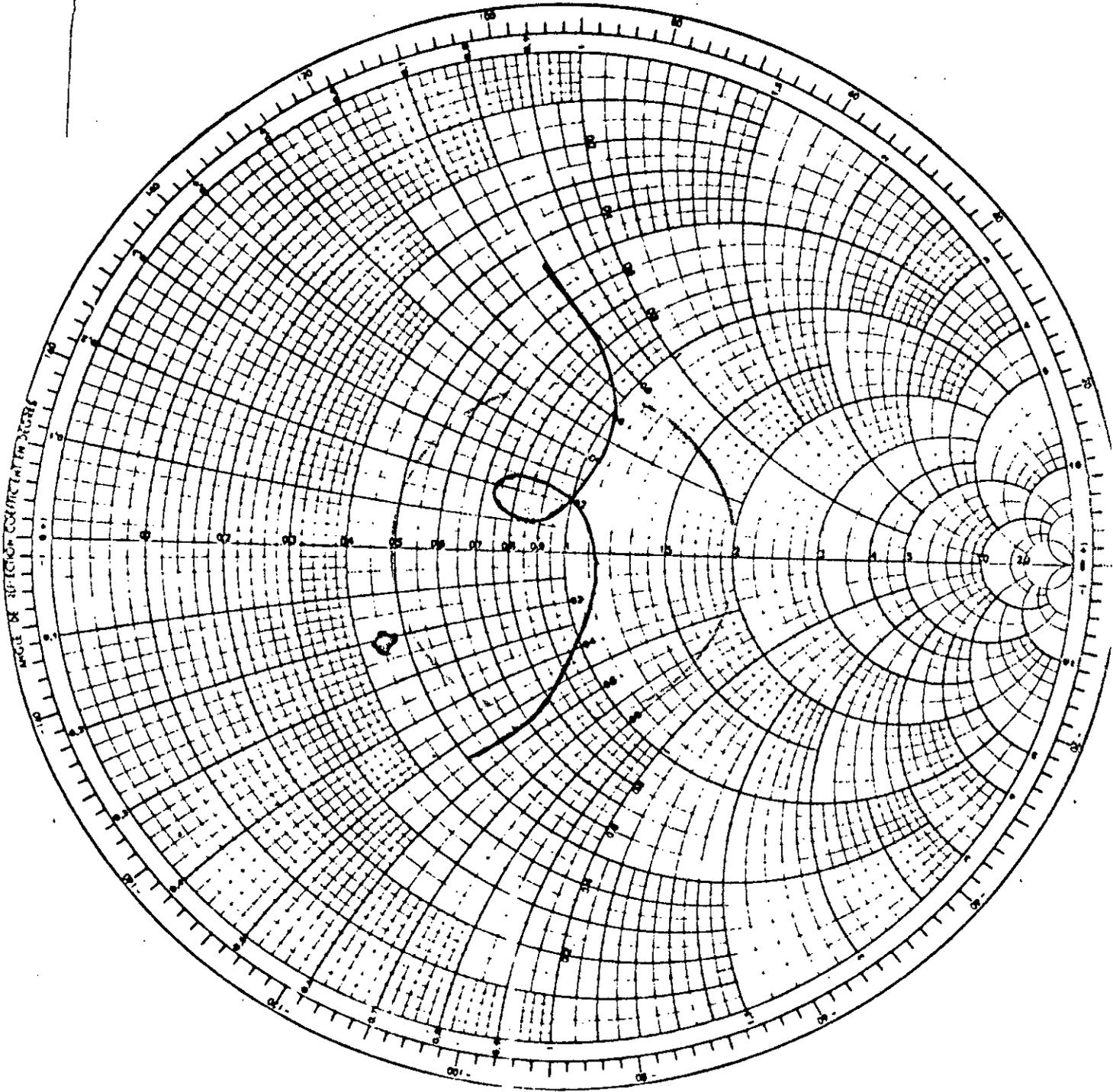
Cas d'un patch circulaire  
 de rayon  $8.84 \text{ (mm)}$  avec  
 directeur de rayon  $8.85 \text{ (mm)}$   
 $d_s=d_d=22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N=200$ ,  $H=H'=1.59 \text{ (mm)}$   
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

$Z_u = 105$   
 $f_{max} = 7.2 \text{ GHz}$   
 $f_{min} = 0.64 \text{ GHz}$   
 $f_0 = 7.92 \text{ GHz}$   
 $\frac{\Delta f}{f_0} = 18.18\%$

ROS  
Ret n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht = 0.1\lambda$   
 $h_{air} = 1.0 \text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.85 (mm)  
 $\lambda = \lambda_0 = 22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon = 2.17$   
 $\mu = 2.17$

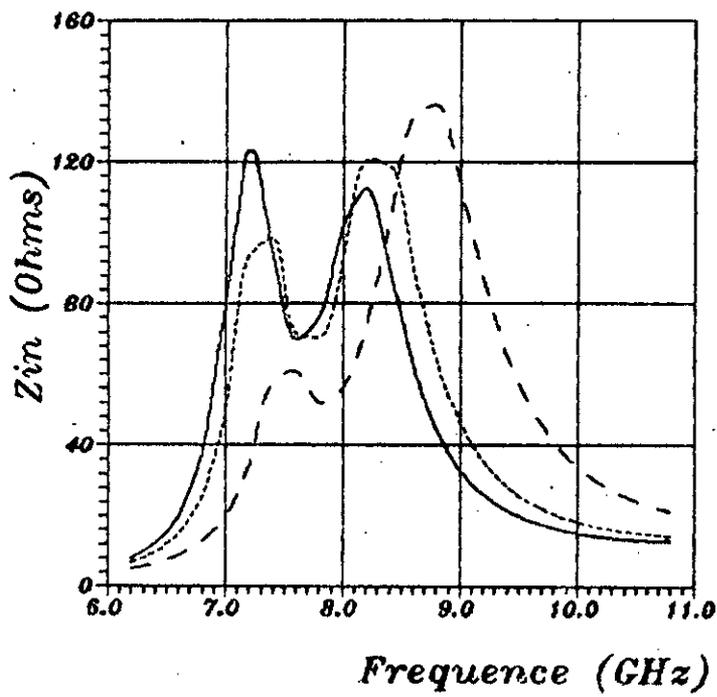
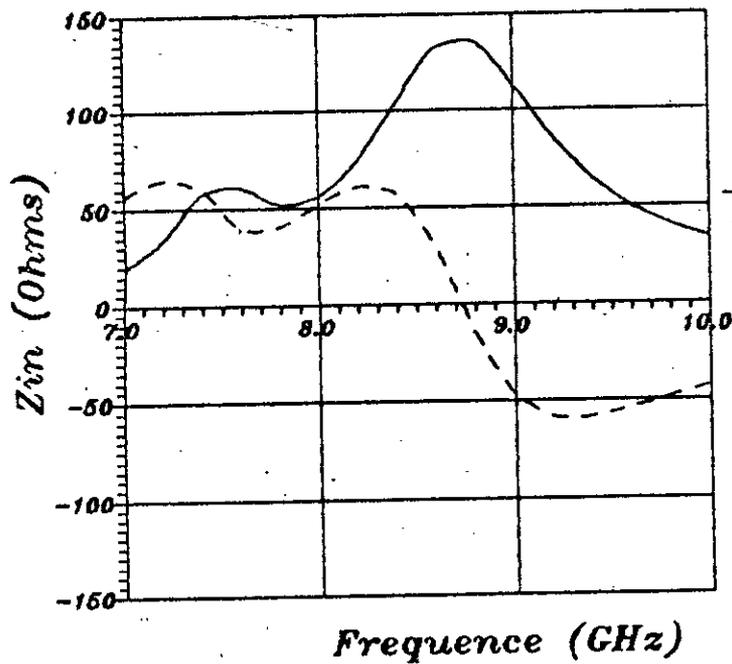
$Z_u = 105$

$f_{min} = 7.32 \text{ GHz}$

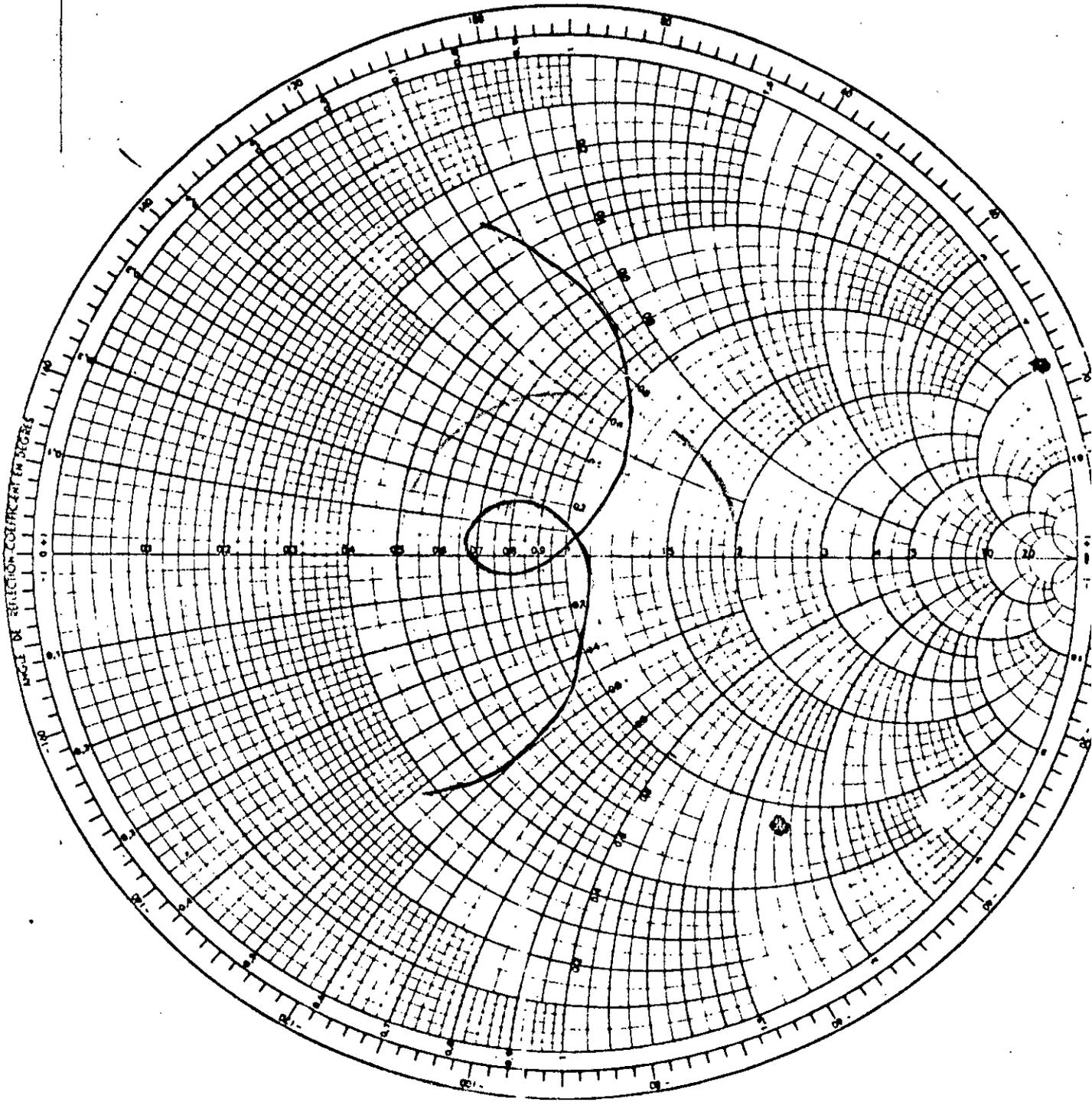
$f_{max} = 9.00 \text{ GHz}$

$f_0$

$\Delta f$



R.O.S.  
Ret'n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou H<sub>tr</sub> = 0.1 mm

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) ouso  
directeur de rayon 6.65 (mm)  
d<sub>onde</sub> = 22 · 10<sup>-3</sup>

$k = 2.17$   
 $s = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.69$  (mm)  
 $t_0 = 0.0012$

$$\Sigma u = 105$$

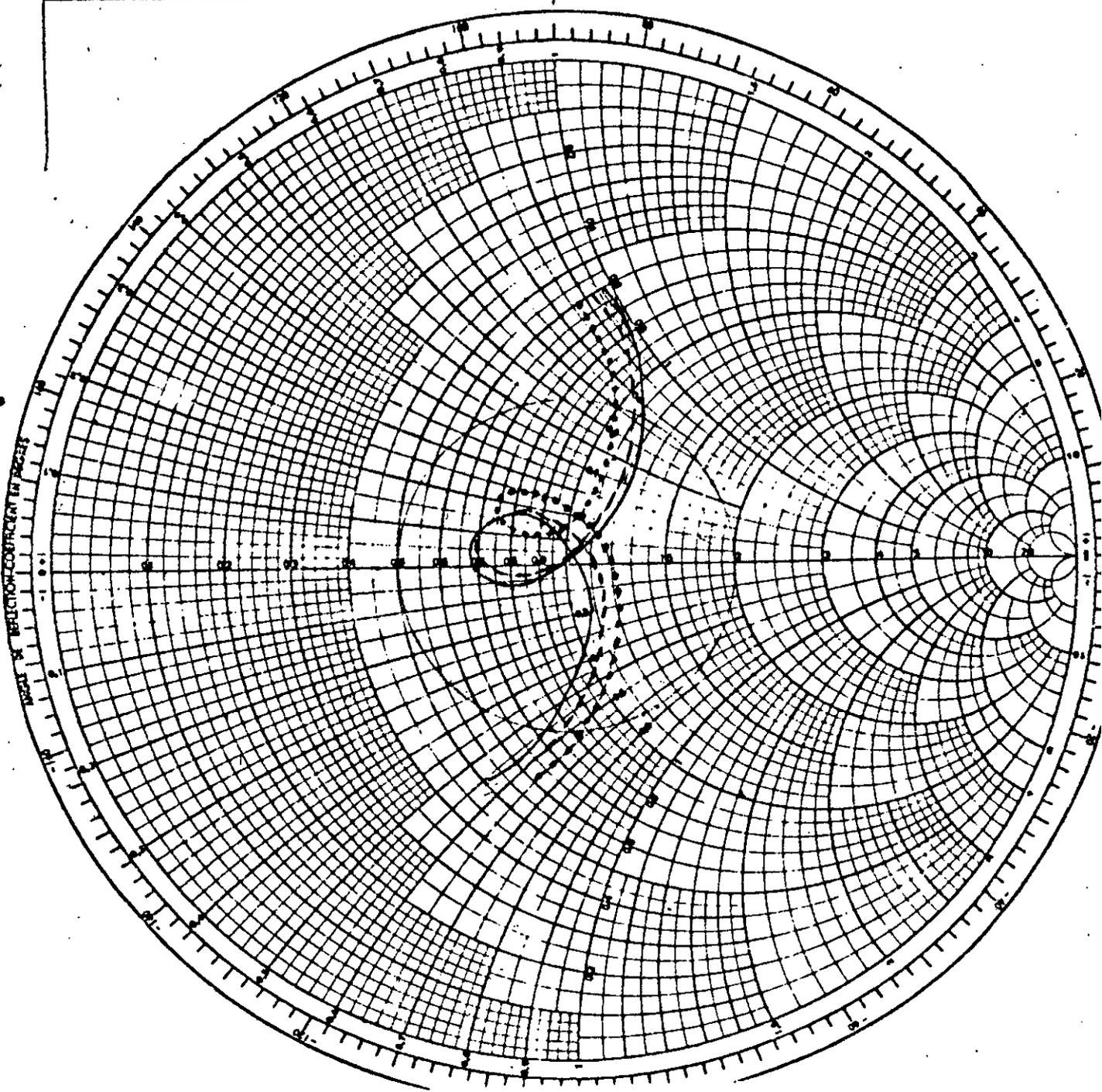
$$f_{min} = 7.4 \text{ GHz}$$

$$f_{max} = 8.5 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 7.9 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 17.94 \%$$

000000 90 80 70 60 50 40 30 20 10 0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 R.O.S.  
 Rel n loss en DB  
 Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht=Ct$

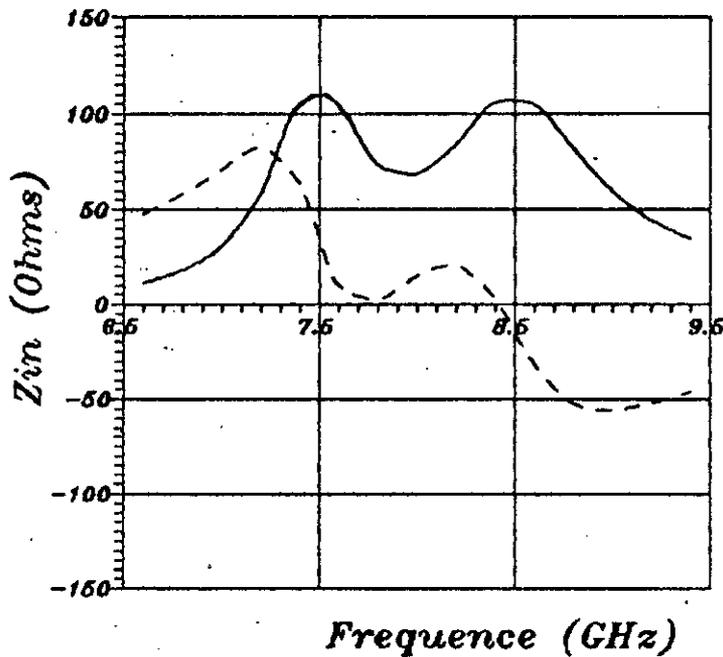
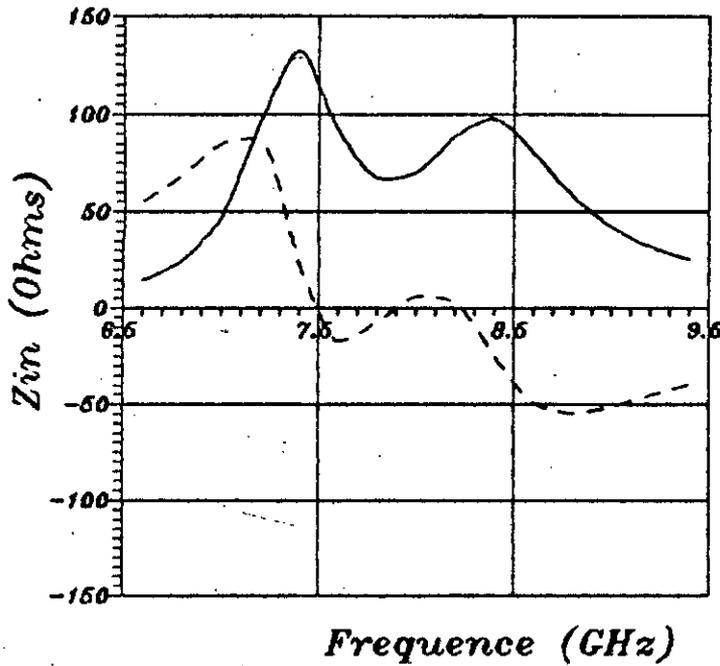
Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 6.84 (mm) avec  
 un trou de rayon 6.26 (mm)  
 $d_1=d_2=2.2 \lambda_0$

$c=2.17$   
 $s=2.17$

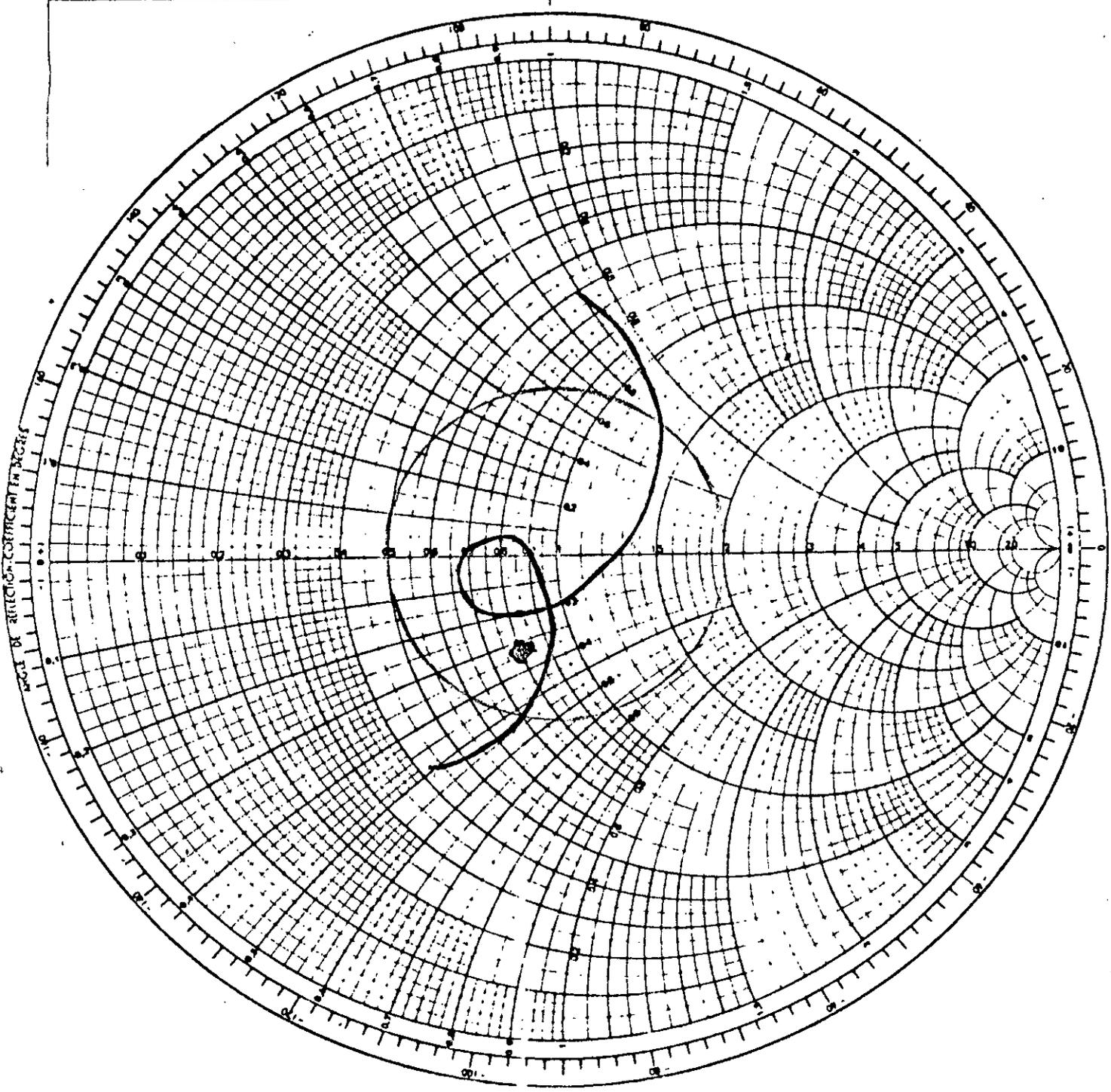
$N=200$ ,  $B=H'=1.59$  (mm)  
 $\lg \delta = 0.0012$

—  $H_{air}=0.1$  (mm)  
 - -  $H_{air}=0.5$  (mm)  
 . .  $H_{air}=1.0$  (mm)

$Z_0 = 100$



RO S  
Ret n loss en DB  
Coeff de refl E ou I



Cas ou  $H \ll \lambda$   
 $\lambda_{air} = 0.1 \text{ mm}$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
diamètre de rayon 6.46 (mm).  
 $\lambda_{air} = 22 \cdot 10^{-8}$

$n = 2.17$   
 $n' = 2.17$

$N = 200$ ,  $H = H' = 1.59$  (mm)  
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

$Z_0 = 100.$

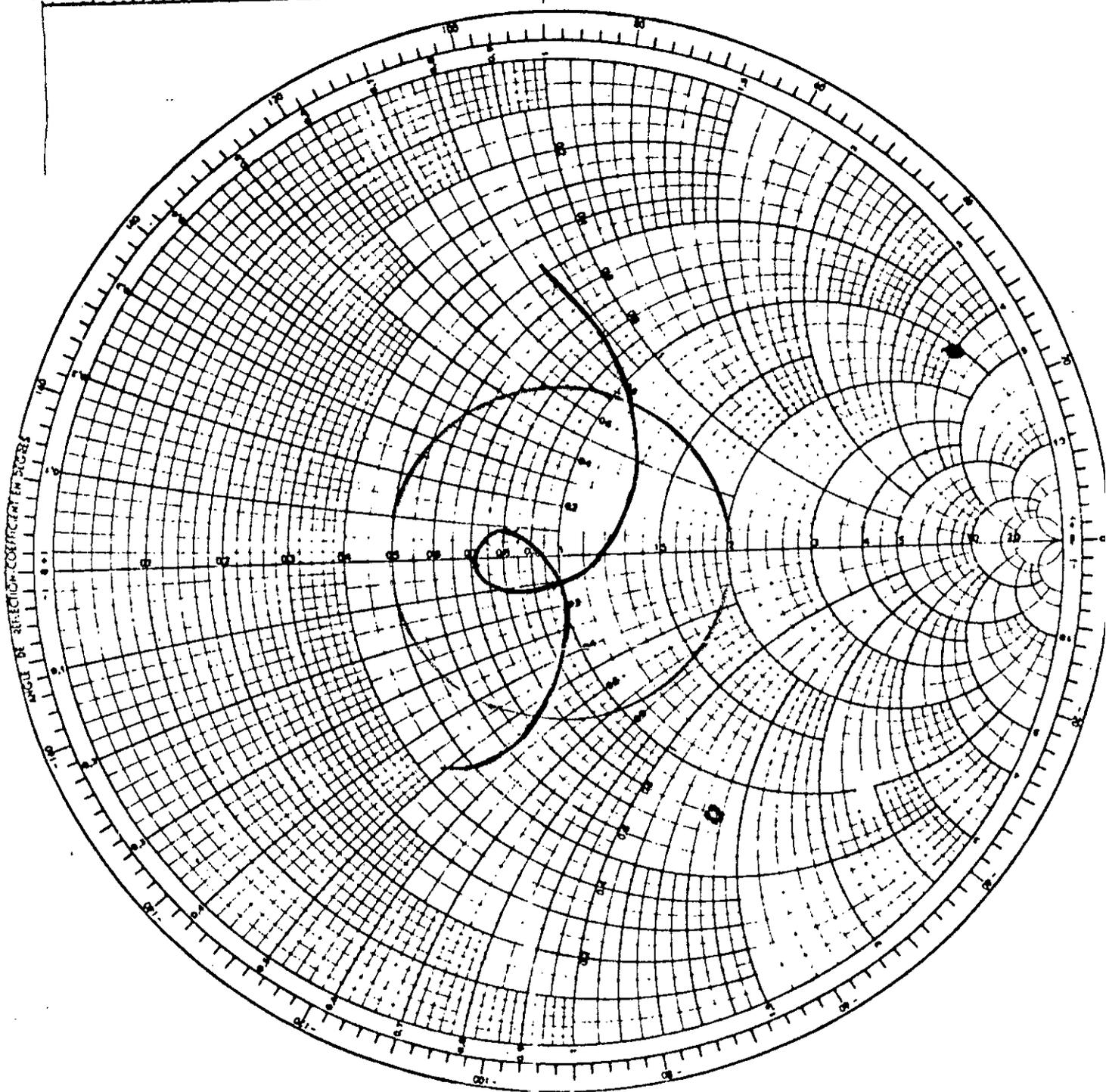
$f_{min} = 7.26 \text{ GHz}$

$f_{max} = 8.64 \text{ GHz}$

$f_0 = 7.36 \text{ GHz}$

$\frac{\Delta f}{f_0} = 17.35\%$

R.O.S.  
Ret n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou Ht=cte  
Aair=0.5 mm

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.45 (mm)  
ds=ds'=22 10<sup>-6</sup>

ε=2.17  
ε'=2.17

N=200 .H=H'=1.59 (mm)  
tg δ = 0.0012

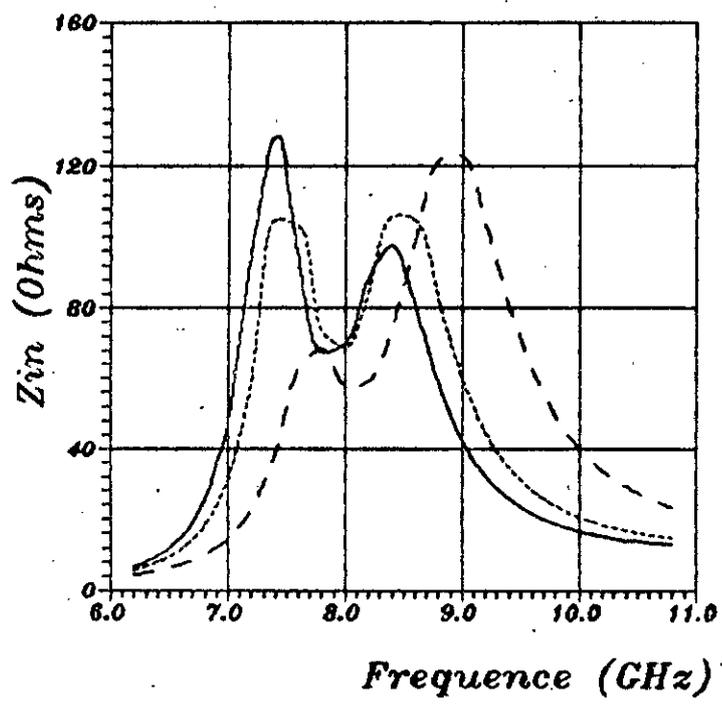
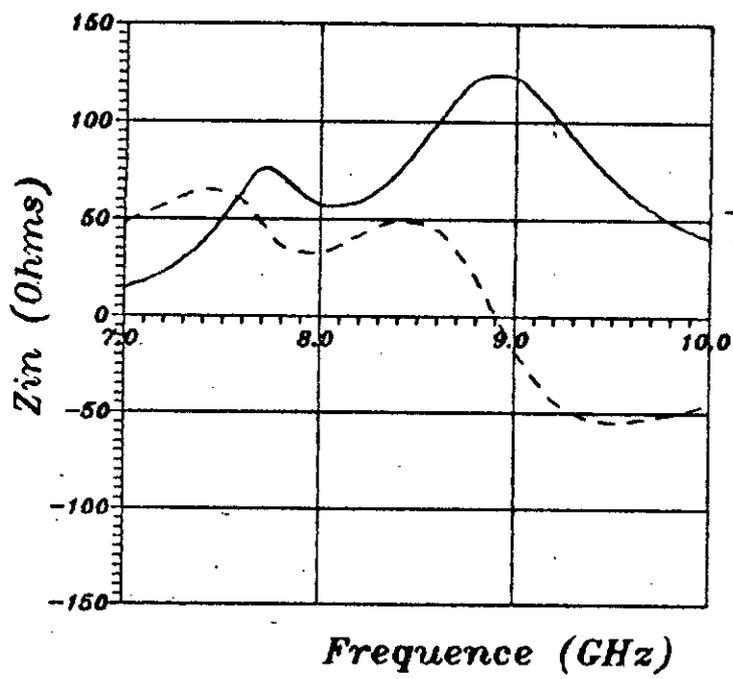
$$Z_n = 100$$

$$f_{un} = 7.82 \text{ GHz}$$

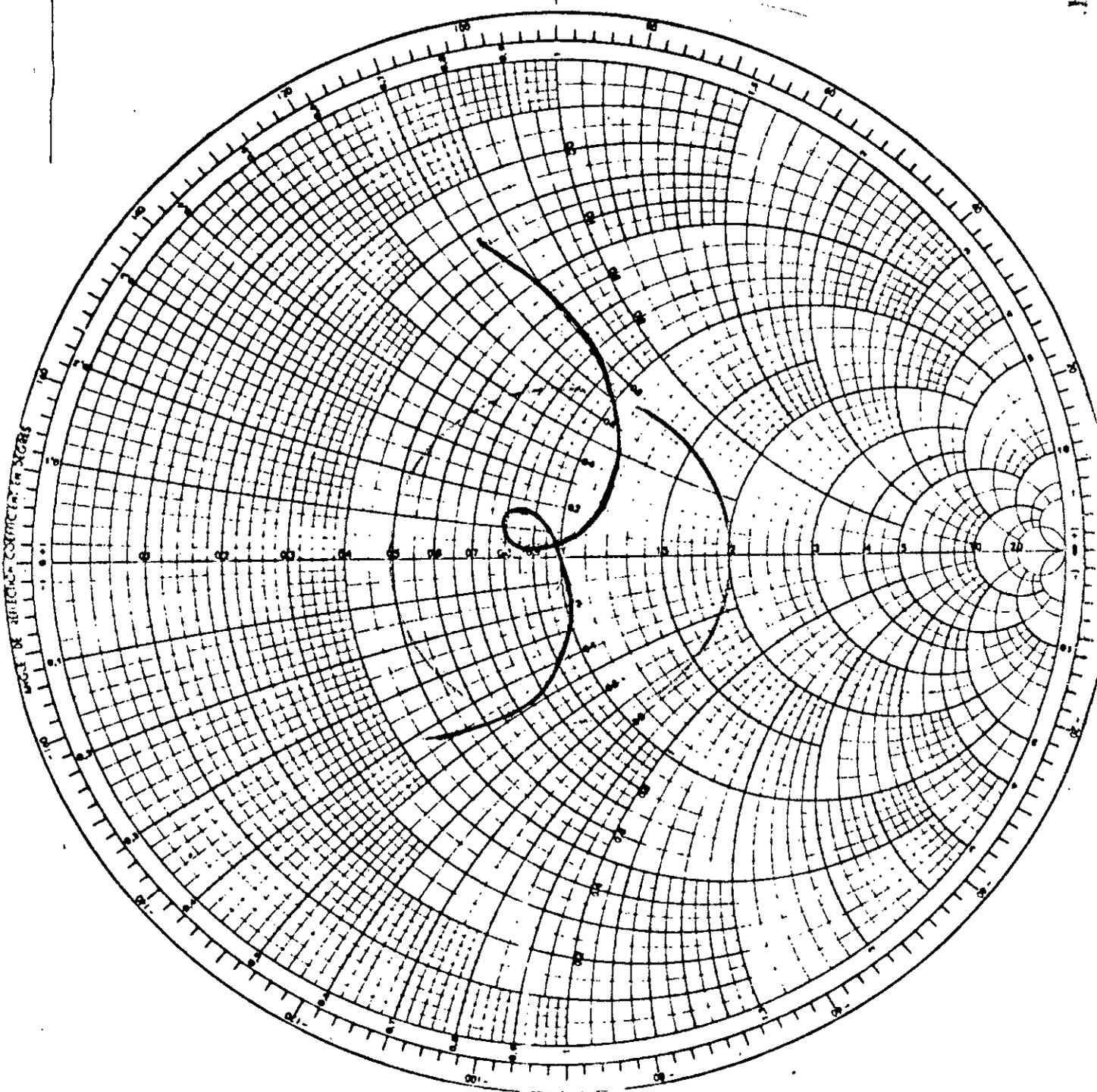
$$f_{un} = 9.32 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 9.07 \text{ GHz}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 15.58 \%$$



R.O.S  
Ret'n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $H=0$   
 $h_{air}=1.0$  mm

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.46 (mm)  
 $d_s=d_d=22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N=200$ ,  $H=H'=1.58$  (mm)  
 $\lg \delta = 0.0012$

$Z_c = 100$

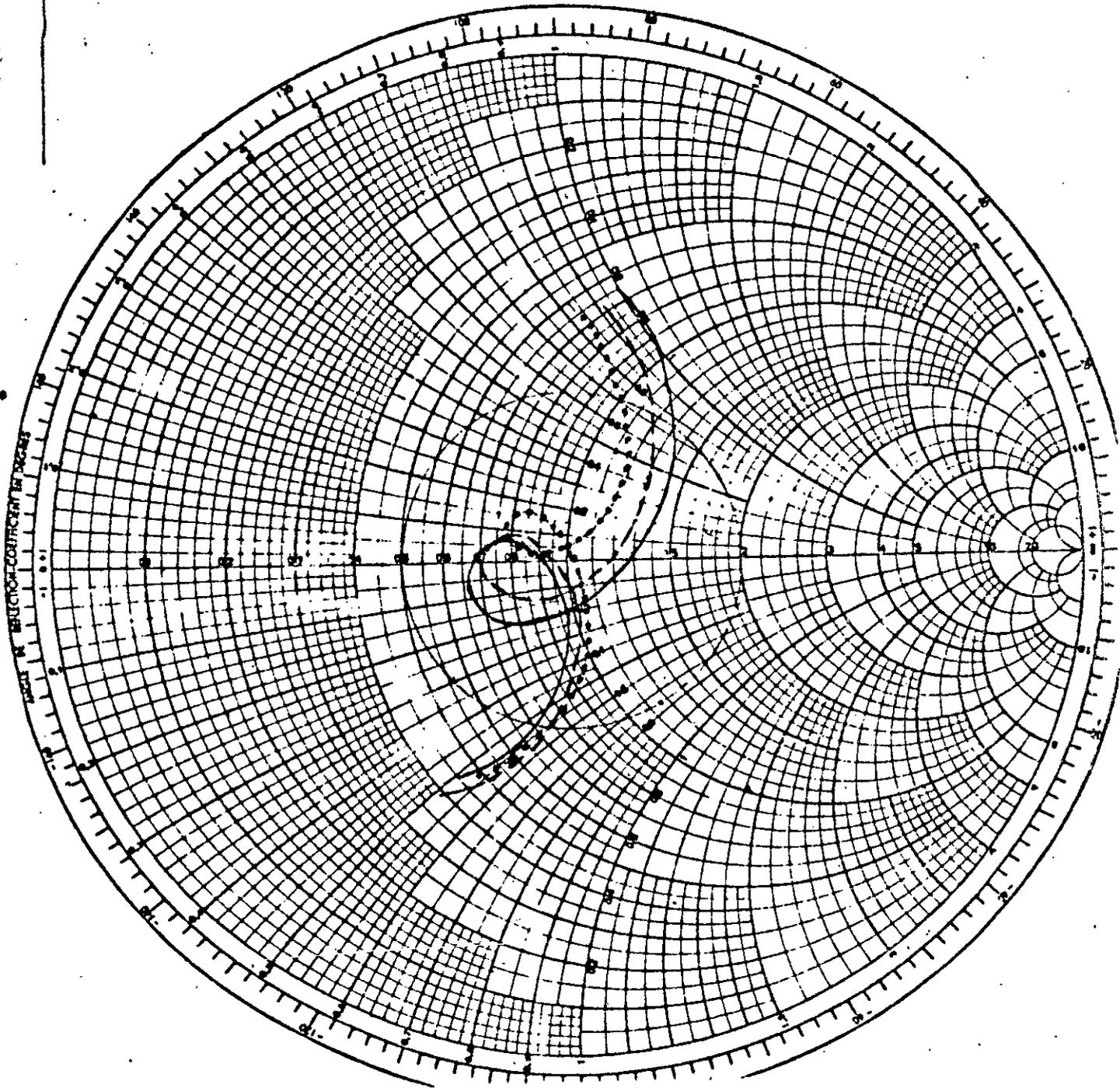
$f_{min} = 7.44 \text{ GHz}$

$f_{max} = 9.32 \text{ GHz}$

$f_0 = 8.28 \text{ GHz}$

$\frac{\Delta f}{f_0} = 20.28 \%$

R.O.S.  
Ret'n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



— Hair=0.1 (mm)  
- - - Hair=0.6 (mm)  
... Hair=1.0 (mm)

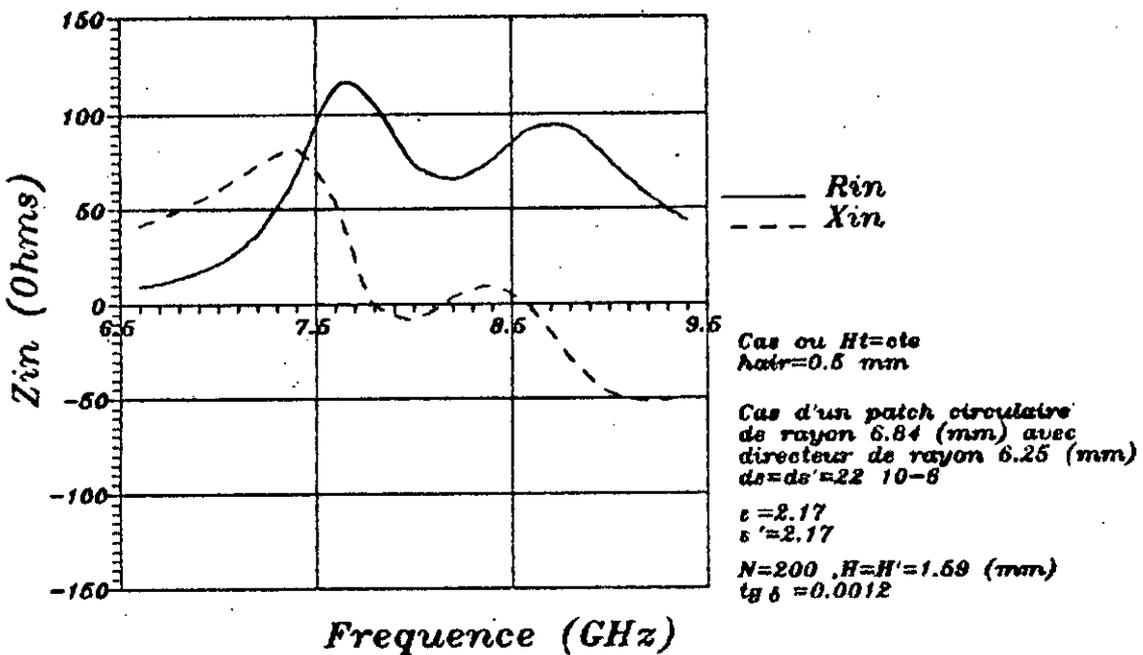
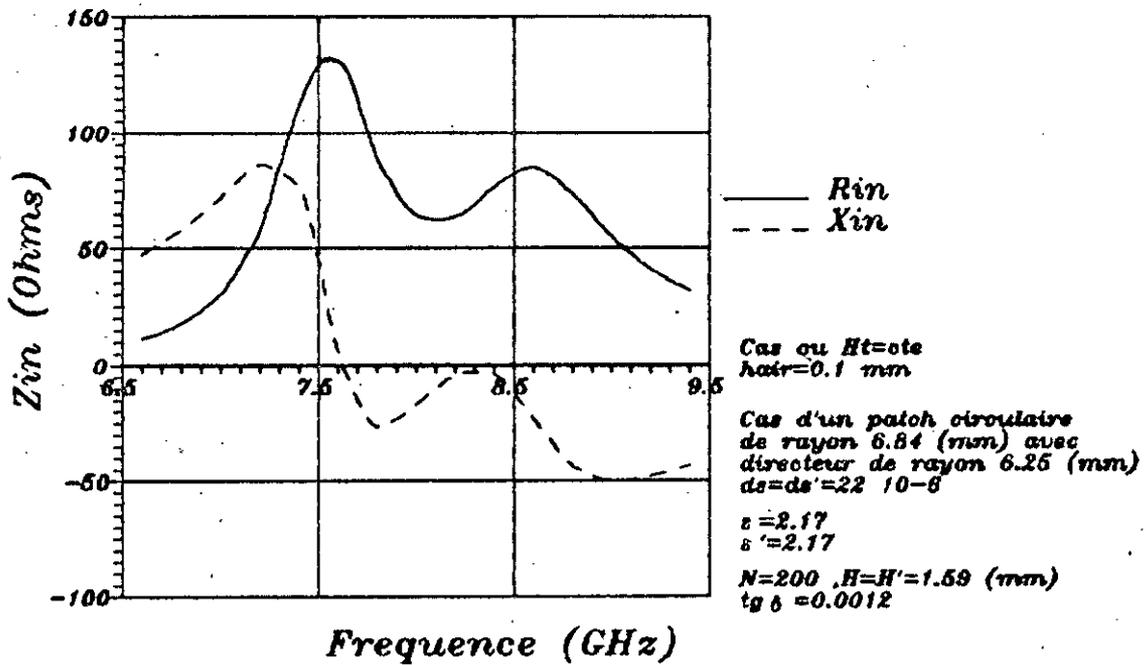
Cas ou  $Ht=Ct$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.45 (mm)  
 $d_s/d_0 = 22 \cdot 10^{-6}$

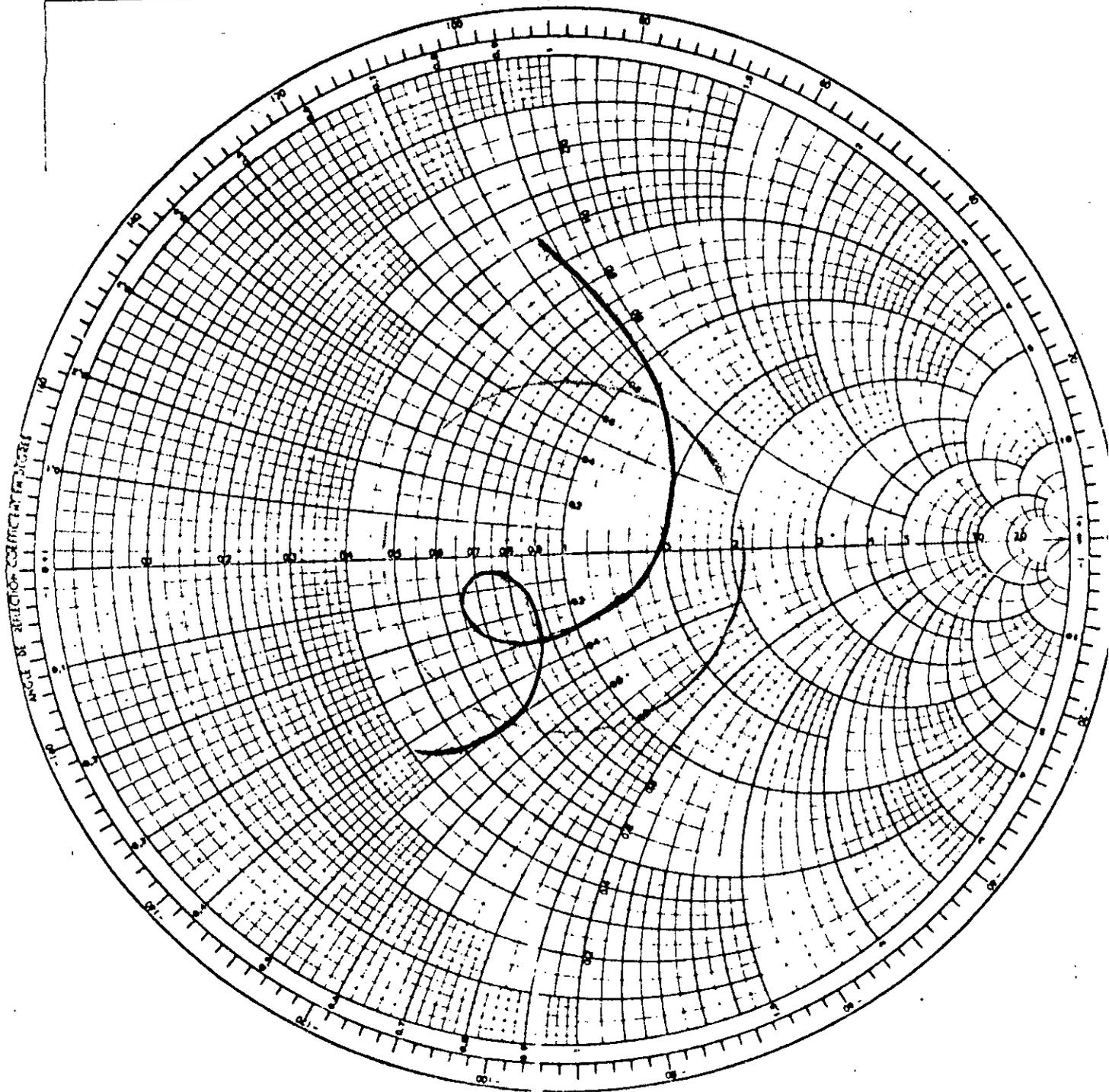
$z = 2.17$   
 $s' = 2.17$

$N = 200$   $H = H' = 1.59$  (mm)

$Z_n = 100$



000000 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100  
 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20  
 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100  
 R.O.S.  
 Ret n loss en DB  
 Coeff. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht=0$   
 $h_{air}=0.1$  mm.

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon  $6.84$  (mm) avec  
 directeur de rayon  $6.25$  (mm)  
 $d_s=d_s'=22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon'=2.17$

$N=200$ ,  $H=H'=1.69$  (mm)  
 $\lg \delta = 0.0012$

$$Z_u = 95$$

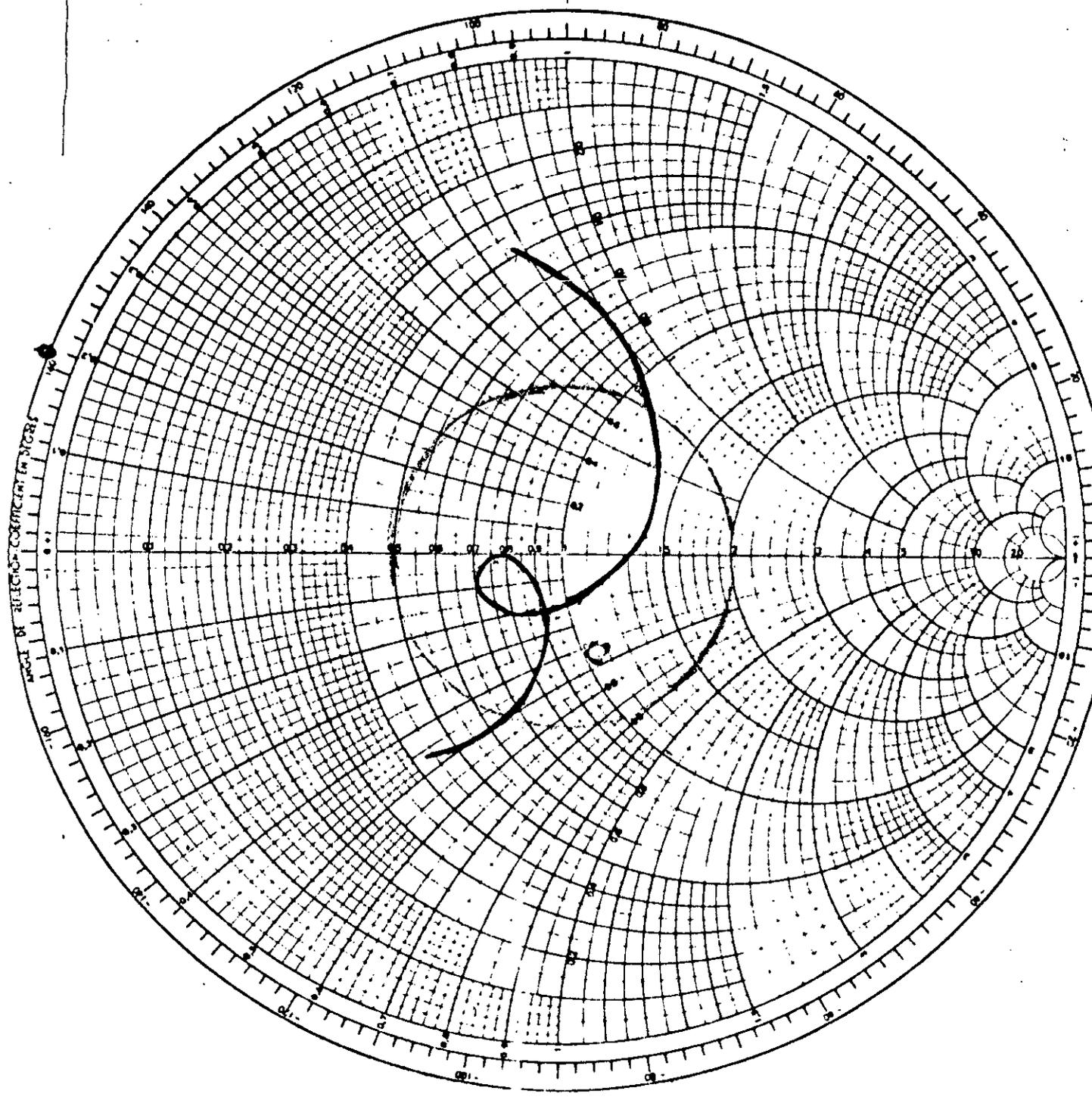
$$f_{min} = 7.44 \text{ GHz}$$

$$f_{max} = 9.98 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 8.16 \text{ GHz}$$

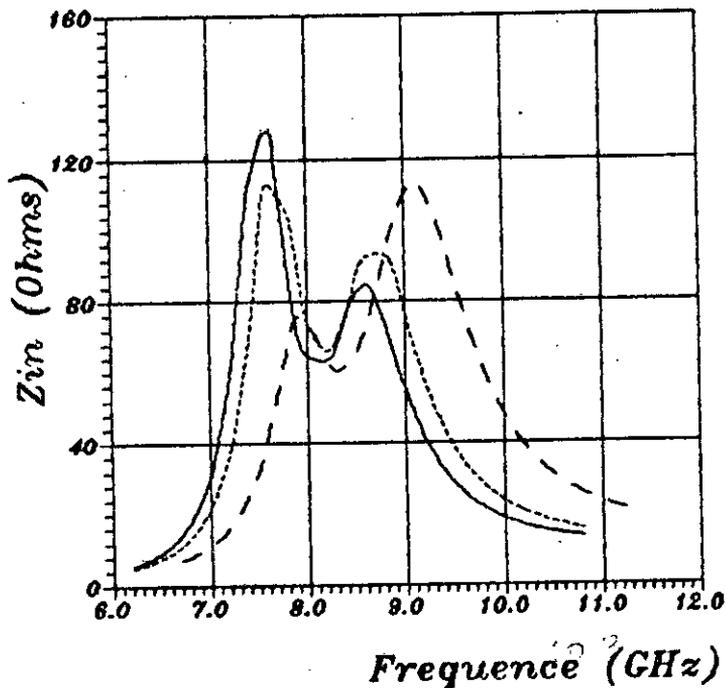
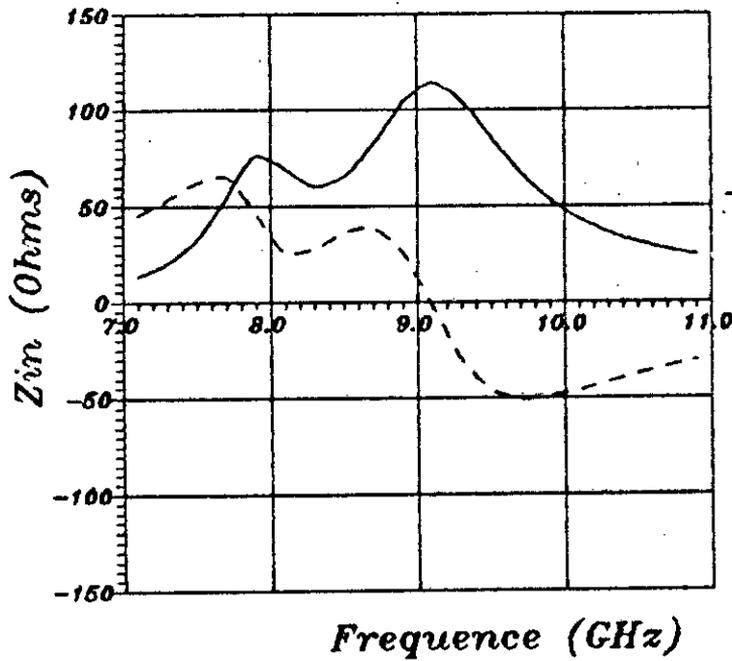
$$\frac{\Delta f}{f_0} = 17.64 \%$$

ROS  
Ret n loss en DB  
Coef. de refl. E ou I



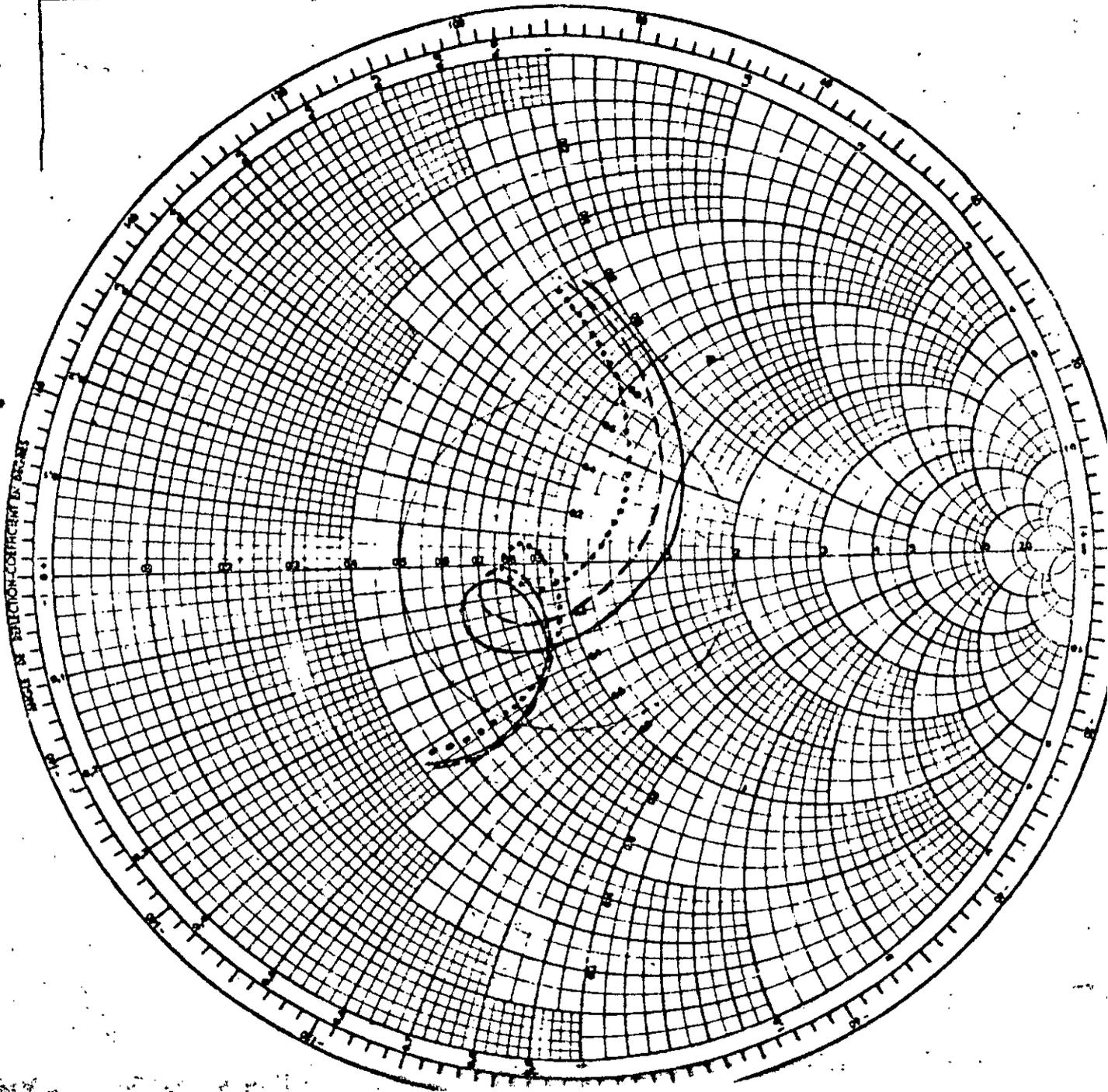
Cas ou  $H_t = cte$   
 $h_{air} = 0.6 \text{ mm}$   
 Cas d'un patch circulaire  
 de rayon  $6.84 \text{ (mm)}$  avec  
 directeur de rayon  $0.25 \text{ (mm)}$   
 $d_{onde} = 2.2 \cdot 10^{-8}$   
 $\epsilon = 2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$   
 $N = 200$   $H = H' = 1.69 \text{ (mm)}$   
 $l_0 = 0.0012$

$Z_0 = 95$   
 $f_{min} = 7.5 \text{ GHz}$   
 $f_{max} = 9.00 \text{ GHz}$   
 $f_0 = 9.25 \text{ GHz}$   
 $\frac{\Delta f}{f_0} = 18.18 \%$   
 $f_0$





R.O.S.  
Ret'n loss en DB  
Coef. de refl. E ou I



Cas ou  $Ht=Ct$

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 6.84 (mm) avec  
directeur de rayon 6.26 (mm)  
 $d_s=d_r=22.10^{-6}$

$\epsilon=2.17$   
 $\epsilon' = 2.17$

$N=200$ ,  $H=H'=1.69$  (mm)  
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

— Hair=0.1 (mm)  
- - - Hair=0.5 (mm)  
ooo Hair=1.0 (mm)

$Z_u = 100 \Omega$

L'influence des parties non couplées de l'antenne dans le cas où  $H_r$  est variable et moins importante (augmentation de  $H_r$ ) que dans le cas où  $H_r$  est constante, c'est pour cela que le glissement vers les parties selfiques est plus importants dans ce cas de figure .

# CHAPITRE V

Influence des différents paramètres de l'antenne

5.1) Influence du diélectrique :5.1.1) Généralités:

La constante diélectrique d'un substrat est donnée par la relation suivante pour les cas à géométrie rectangulaire :

$$\epsilon_r = \frac{c}{f_{mn}}^2 \left[ \left( \frac{m}{2a} \right)^2 + \left( \frac{n}{2b} \right)^2 \right] \quad (5.1)$$

où  $m, n$  sont les nombres du mode de résonance. Il convient de chercher pour les cas pratiques le substrat et l'épaisseur adéquate à choisir. L'on sait que la largeur de bande et le rendement pour une antenne plaquée simple augmentent avec l'épaisseur du substrat ce qui n'est pas très pratique pour la réalisation de l'antenne.

Les substrats plus usuels possèdent une permittivité relative comprise entre 2.1 et 9.8. Le tableau suivant donne quelques valeurs de diélectrique J.P. Danniell [12]:

Dielectrique	$\epsilon$ relatif
Plasmas	< 1
Air	1
Téflon	2.17
Duroïds	2.32
Rexolites	2.60
Alumine	9.80

### 5.1.2) Substrats stratifiés :

Actuellement ,et ce dans le but de résoudre les difficultés de réalisation d'antennes imprimées ,une technique nouvelle a été mise au point au C.N.E.T .Elle consiste a utiliser du polypropylène comme diélectrique ce qui permet de réaliser des circuits multicouches.Le facteur de perte de ce diélectrique est faible et sa constante diélectrique est proche de deux, en plus elle reste stable en fonction de la température.

Pour la réalisation de multicouche, on utilise associé au diélectrique un copolymère de celui-ci ayant les mêmes caractéristiques électriques.L'empilement successif de ces matériaux et du cuivre permet la réalisation de circuits a couches internes sans additif de collage.

La métallisation de ces diélectriques est obtenue par pressage à chaud du métal ; on obtient ainsi deux familles de stratifiés :

- 1) Un stratifié cuivre-polypropylène-cuivre .
- 2) Un stratifié cuivre-polypropylène sur semelle rigide constituée soit d'une plaque de cuivre soit d'une plaque en alliage d'aluminium .

Les épaisseurs de diélectriques varient de quelque dizaine de mm à quelque mm, celle du cuivre laminé est de  $20 \mu\text{m}$  ou  $35 \mu\text{m}$ , les semelles rigides peuvent avoir plusieurs mm d'épaisseur. Les tolérances obtenues sont de  $\pm 40 \mu\text{m}$  pour une épaisseur de 0.8mm .

Les circuits sont réalisés en utilisant les méthodes classiques de gravures de circuits.

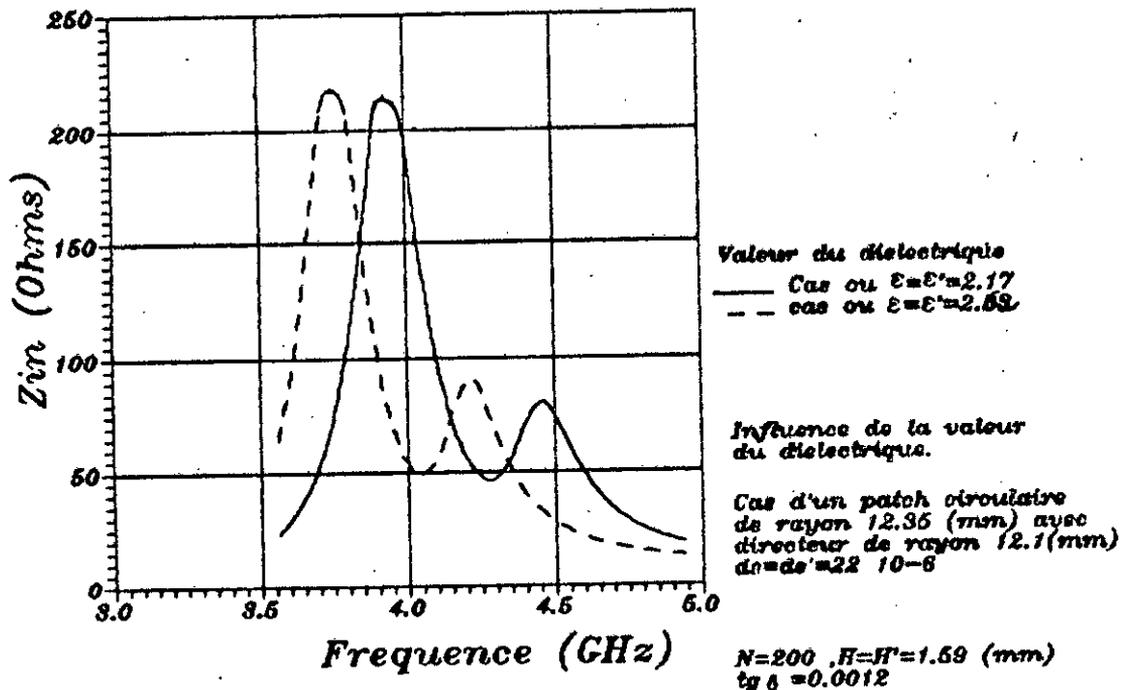
Quelques substrats stratifiés sont donnés dans le tableau suivant avec leur composition :

stratifié	Composition	le C dielct.
A	cuivre $20 \mu\text{m}$ polypropylène 0.8mm cuivre $20 \mu\text{m}$	2.18
B	cuivre $20 \mu\text{m}$ copolymère 0.8 mm cuivre $20 \mu\text{m}$	2.17
C	cuivre $20 \mu\text{m}$ polypropylène 0.8mm alliage d'Al 4mm	2.19
D	cuivre $17.5 \mu\text{m}$	2.14

### 5.1.3) Influence du diélectrique :

Nous avons calculé pour un patch donné et pour différentes valeurs de la constante diélectrique les fréquences de résonance ainsi que la bande passante pour un patch circulaire avec directeur de même géométrie. Le patch est une antenne circulaire de rayon 12.35 mm de rayon directeur 12.1 mm avec  $H=H'=1.59$  mm. Les tests ont été fait avec  $\epsilon=\epsilon'=2.17$  et  $\epsilon=\epsilon'=2.62$ .

Les résultats que nous avons obtenus sont donner par le tableau suivant :



epsilon	Fr1 (Ghz)	Fr2 (Ghz)	Z <sub>EM</sub>	Z <sub>em</sub>	F <sub>rm</sub>	Z <sub>rm</sub>
2.17	3.93	4.47	220.6	80.57	4.07	46.3
2.62	3.73	4.20	234.3	90.20	4.07	48.7

Tab[5.3.1]:Influence du diélectrique sur l'impédance d'entrée d'un patch circulaire avec directeur . . .

où Fr1:la fréquence à la première résonance.

Z<sub>EM</sub>:Rin correspondante .

Fr2:La fréquence à la seconde résonance. .

Z<sub>em</sub>:Rin correspondante .

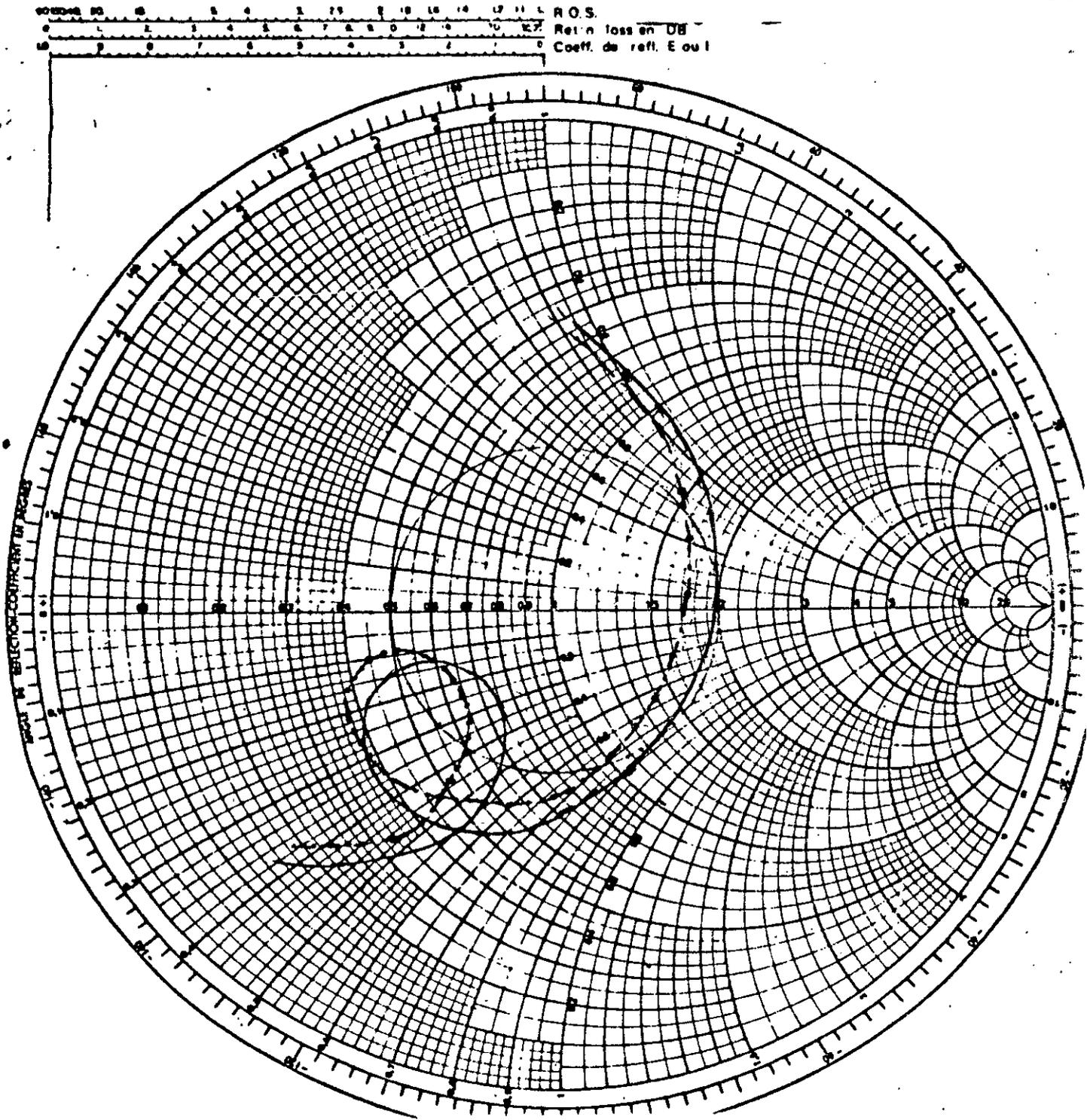
F<sub>rm</sub>:la fréquence au minimum Rin

Z<sub>rm</sub>:Rin correspondante .

On remarque que plus la valeur de epsilon augmente et plus les fréquences des premières et secondes résonance diminue ce qui selon la théorie puisque  $f_r$  est inversement proportionnelle à la racine carrée de epsilon .Pour la diminution de la résistance d'entrée quand epsilon diminue ceci s'explique par le fait qu'il ya moins de champ électromagnétique piégé dans la cavité constituée par l'antenne-diélectrique .

## 5.2 Influence de la position du point d'excitation :

Une antenne plaque sera excitée en un point P se trouvant sur



$N = 200, H = H' = 1.59 \text{ (mm)}$

$\text{tg } \delta = 0.0012$

Influence de la valeur du diélectrique.

Cas d'un patch circulaire de rayon 12.36 (mm) enco directeur de rayon 12.1 (mm)  $d = d' = 22 \cdot 10^{-8}$

Valeur du diélectrique  
 --- Cas où  $\epsilon = \epsilon' = 2.17$   
 — Cas où  $\epsilon = \epsilon' = 2.62$

le tronçon élémentaire découpé d'ordre  $i$ . Cette antenne présente une impédance caractéristique  $Z_{0i}$  ( $j=1,2,\dots,m$ ) standard ( $50 \Omega$  ou  $75 \Omega$ ) ou égale à une impédance désirée  $Z_0$  afin de pouvoir l'adapter à la ligne d'excitation. Pour une antenne plaque avec directeur, l'excitation est localisée en ( $x = x_i$ ,  $y = 0$ ) coordonnées du point P tel que [14]:

$$x_i = \frac{a_i}{2N} (2i - 1) = a_i - x_0 \quad (1 \leq i \leq N) \quad (6.2)$$

$$\frac{a_i}{2N} \leq x_i \leq a_i (2N - 1)/2N$$

$x_0$  : étant la position du point P à l'axe de la structure.  
 $Z_0$  étant donnée, il s'agit de satisfaire la condition suivantes :

$$Z_{c12} = Z_0 = R_{12} \quad (i)$$

où  $R_{12}$  est la résistance caractéristique du tronçon  $i$ .

Le domaine des valeurs de  $i$  est déterminé de la façon suivante :

- Au centre du disque, l'impédance ramenée est nulle (un ligne quart d'onde transforme l'extrémité ouverte en un court circuit).

- En 0, l'impédance d'entrée est maximale.

Ce qui se traduit par :

$$(Z_e)_{N/2} = 0 \quad \text{pour} \quad x_{N/2} = a_i (N - 1)/2N$$

$$(Z_e)_i = Z_{\text{max}} \quad \text{pour} \quad x_i = a_i/2N$$

Il existe une valeur  $i$  comprise entre 1 et  $N/2$  pour laquelle l'impédance caractéristique du tronçon élémentaire  $i$  soit égale à  $50 \text{ Ohms}$ .

pour une même antenne, nous avons fait varier la position du point d'excitation et avons obtenu les résultats suivants. L'antenne est un patch circulaire de rayon 12.35 mm avec directeur de même géométrie de rayon 12.1 mm,  $\epsilon = \epsilon' = 2.33$ ,  $H = 1.59$  mm,  $H' = 3.18$  mm

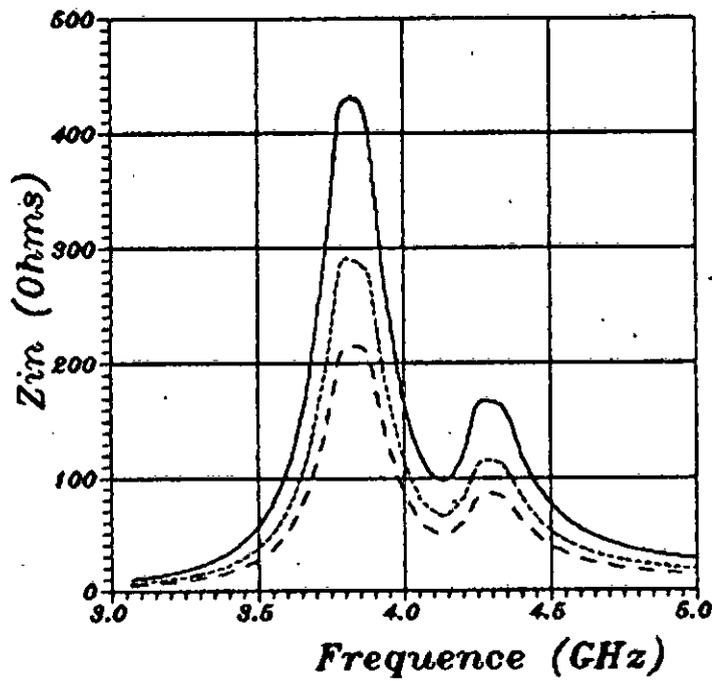
$x_1$ (mm)	ZEM ( $\Omega$ )	Zem ( $\Omega$ )	$f_{r1}$ (Ghz)	$f_{r2}$ (Ghz)
$x_1 = 9.0$	214	85	3.80	4.27
$x_1 = 11.0$	291	114	3.80	4.27
$x_1 = 12.0$	437	168	3.80	4.27

#### Influence de la position de la sonde d'excitation sur l'impédance d'entrée.

$x_1$  est la distance du point d'excitation par rapport au centre du système.

On constate que la fréquence de résonance et la bande passante sont indépendantes du point d'excitation. Par contre la valeur du maximum de la partie réelle de l'impédance d'entrée diminue, en se rapprochant du centre ce qui est en accord avec la théorie des lignes de transmissions (une ligne quart d'onde transforme une extrémité ouverte en un court circuit).

L'abaque [ab6.2] donne pour les trois points d'excitations la variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence : on remarque un très léger glissement de la boucle vers les parties inductives en fonction du rapprochement de l'excitation du centre car l'influence inductive de la sonde y est un peu plus importante.



Position du point d'excitation

—  $R_{in}: X_a = 12$  (mm)  
 - - -  $R_{in}: X_a = 11$  (mm)  
 - · -  $R_{in}: X_a = 9$  (mm)

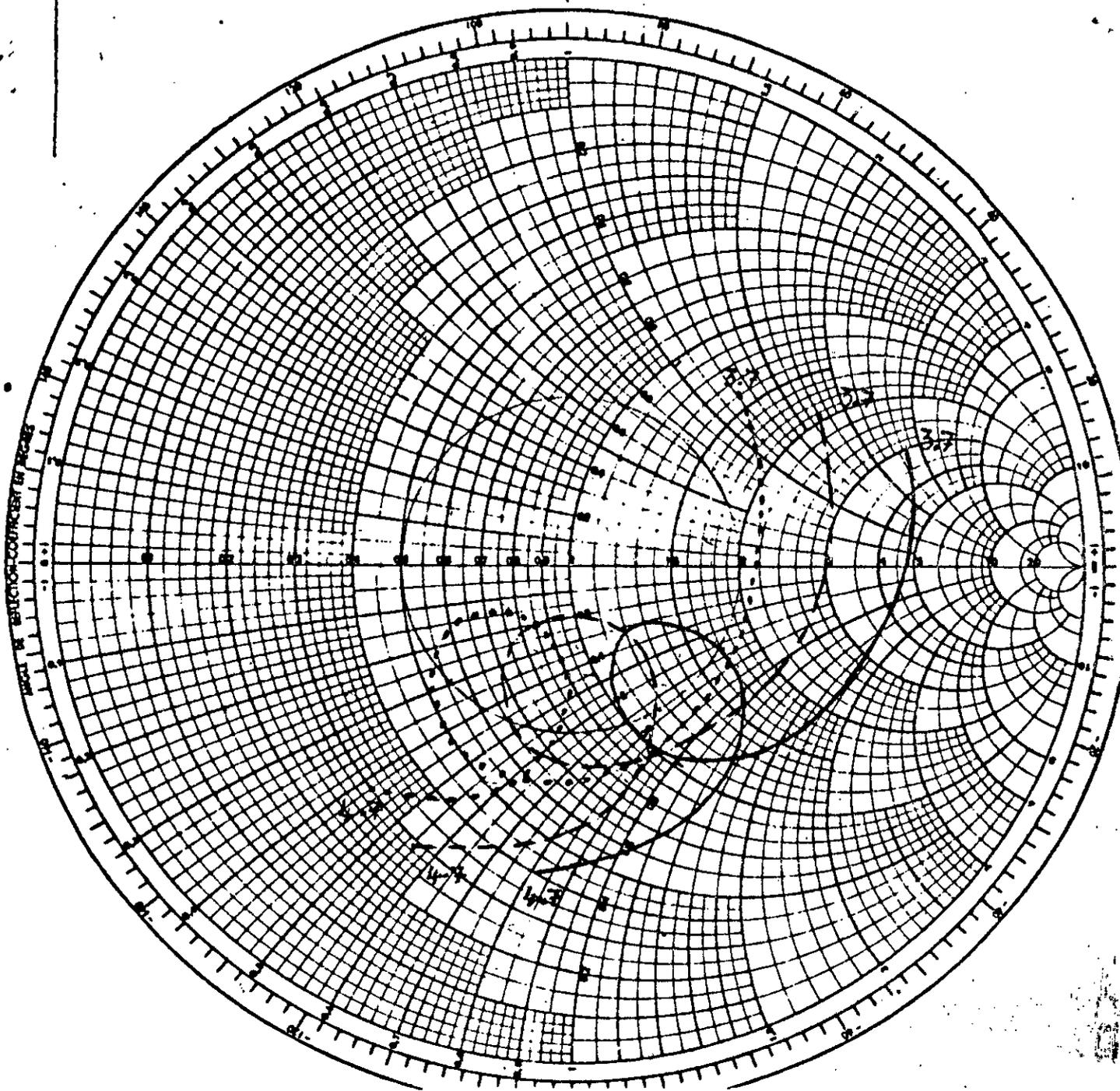
Influence de la position  
 du point d'excitation.

Cas d'un patch circulaire  
 de rayon 12.35 (mm) avec  
 directeur de rayon 12.1 (mm)  
 $d_s = d_s' = 22 \cdot 10^{-8}$

$\epsilon = 2.33$   
 $\epsilon' = 2.33$

$N = 200$ ,  $H = 1.58$  (mm),  $H' = 3.18$  (mm)  
 $\tan \delta = 0.0012$

R.O.S.  
Ret n loss en DB  
Coeff. de refl. E ou I



Influence de la position  
du point d'excitation .

Cas d'un patch circulaire  
de rayon 12.36 (mm) avec  
directeur de rayon 12.1 (mm)  
 $d_s = d_s' = 22 \cdot 10^{-6}$

$c = 2.53$   
 $s = 2.33$

$N = 200$ ,  $H = 1.69$  (mm),  $H' = 3.18$  (mm)  
 $tg \delta = 0.0012$

$Z_{nor} = 100 \Omega$

—  $X_a = 12$  (mm)

- - -  $X_a = 11$  (mm)

.....  $X_a = 9$  (mm)

La méthode L.M.A confirme ce qui précède selon les résultats que nous avons obtenus .

### 5.3) Cas où le rayon du directeur est supérieur au rayon de l'antenne

Nous avons testé notre programme sur une antenne dont les caractéristiques sont les suivantes :

Rayon de l'antenne : 12.1 mm

Rayon du directeur : variable mm

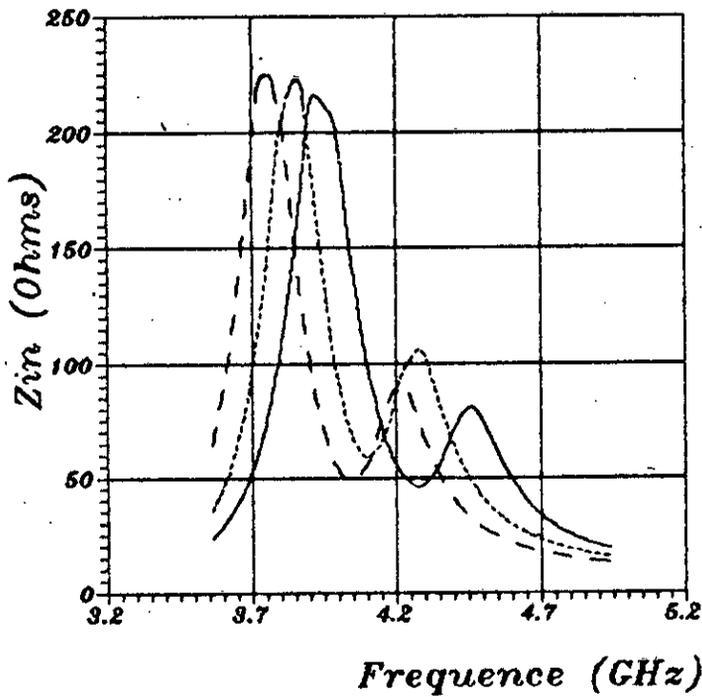
permittivité des deux diélectriques : 2.17

L'abaque [ab5.3] donne les variations de l'impédance d'entrée de deux antennes : si l'une a un diamètre d'antenne (a) supérieur au diamètre du directeur (b), l'autre le cas inverse avec les mêmes paramètres . Le tableau suivant donne les résultats obtenus :

	$F_{r1}$ (GHz)	$F_{r2}$ (GHz)	$R_{f r1}$ ( $\Omega$ )	$R_{f r2}$ ( $\Omega$ )	B %
$a < b$	7.22	8.12	380.4	418.0	11.73
$b < a$	7.12	8.02	228.7	151.1	11.83

On remarque que l'impédance d'entrée diminue car une importante quantité du champ électromagnétique reste piégée dans l'antenne ce qui réduit la résistance de rayonnement donc  $R_{in}$ .

C'est la valeur b (diamètre du directeur) la plus proche de a (diamètre de l'antenne) qui donne la boucle la mieux centrée sur l'abaque de Smith, le point double se rapproche de l'axe réel et la bande passante augmente . Dans le cas où  $a < b$  (voir abaque [ab6.2] ), ce point double tend à être dans la partie inductive et il est donc possible de choisir b de telle façon à obtenir le maximum de la bande passante et centrer la boucle sur l'axe des réels .



———  $a=12.1, b=11.70$   
 .....  $a=12.1, b=12.14$   
 - - -  $a=12.1, b=12.35$

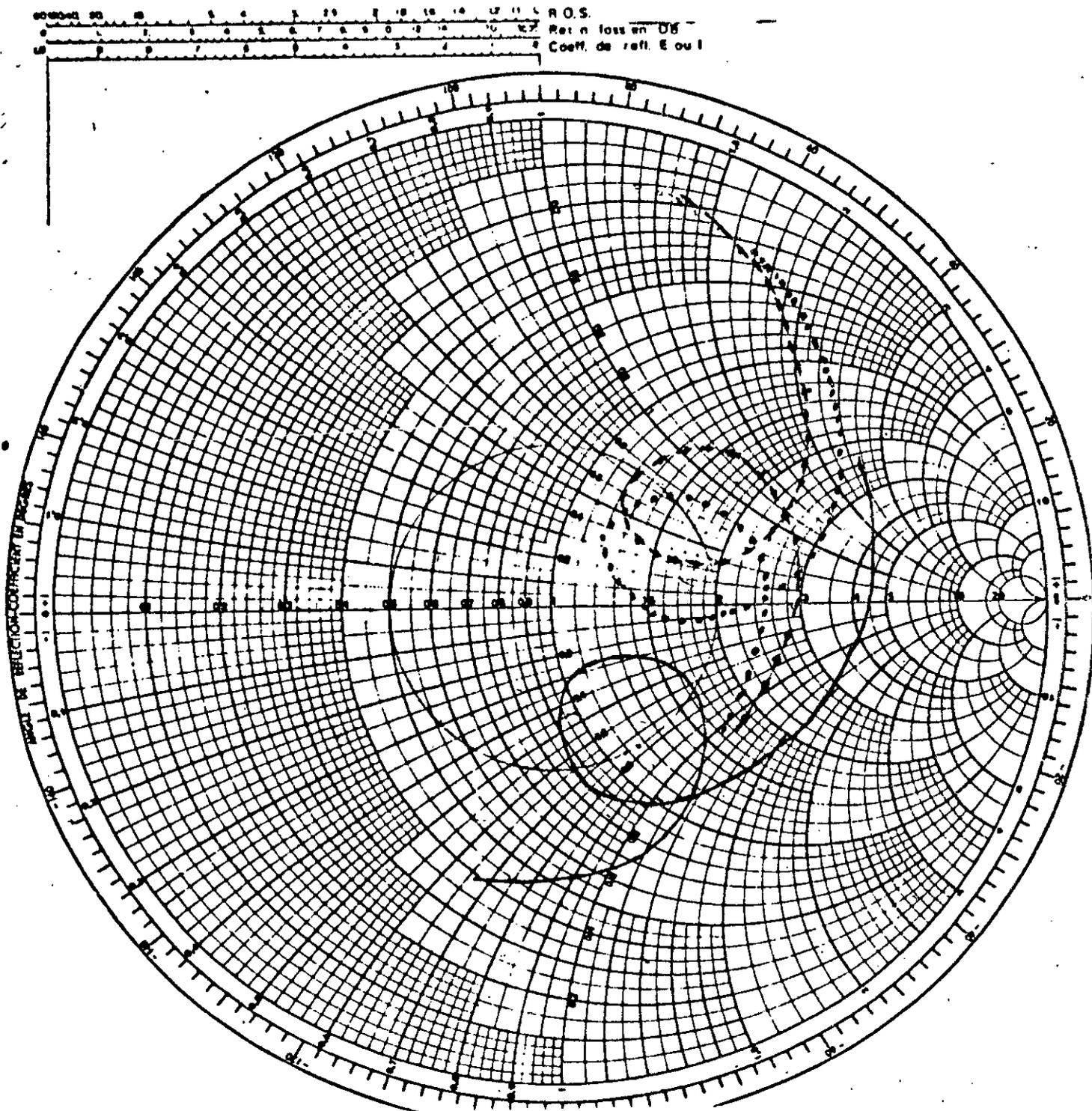
*Influence des dimensions de l'antenne plaque.*

Cas d'un patch circulaire de rayon 12.1 (mm) avec directeur de différent rayon  $ds=ds'=22 \cdot 10^{-6}$

$\epsilon=2.33$   
 $s'=2.33$

$N=200, H=1.69(\text{mm}), H'=3.18(\text{mm})$   
 $\text{tg } \delta = 0.0012$

———  $f_{r1} = 3.93 \text{ GHz} ; Z_{\Pi 1} = 220.6 \Omega$   
            $f_{r2} = 4.46 \text{ GHz} ; Z_{\Pi 2} = 80.5 \Omega$   
 .....  $f_{r1} = 3.86 \text{ GHz} ; Z_{\Pi 1} = 221.5 \Omega$   
            $f_{r2} = 4.26 \text{ GHz} ; Z_{\Pi 2} = 103.7 \Omega$   
 - - -  $f_{r1} = 3.73 \text{ GHz} ; Z_{\Pi 1} = 234.3 \Omega$   
            $f_{r2} = 4.2 \text{ GHz} ; Z_{\Pi 2} = 90.2 \Omega$



Influence des dimensions  
de l'antenne plaque  
patch circulaire de rayon 12.1 (mm)  
avec directeur de différents rayons  
 $\epsilon = \epsilon' = 2.33$   
 $N = 200$ ,  $H = 1.59$  (mm),  $H' = 3.18$  (mm)

— :  $a = 12.1$ ,  $b = 14.70$   
- - - :  $a = 12.1$ ,  $b = 12.14$   
· · · :  $a = 12.1$ ,  $b = 12.35$

## 6.5 Cas d'un patch carre :

### 6.5.1) Methode Van de Cappel :

Van de Cappel présente une amélioration de la méthode L.M.A qui comme nos amélioration prend en compte les effets introduits par l'épaisseur du conducteur rayonnant, les résistivités de surface du plan de masse et du patch, les différences avec notre modèle reposent sur deux points essentiels :

A) Le modèle de Van de Cappel est présenté pour un patch carré ce qui simplifie les calculs vu que  $w/h$  est constant, ainsi l'étude est ramenée à une seule tranche rayonnante sans avoir à effectuer des découpages en tranches comme dans le cas d'une forme irrégulière.

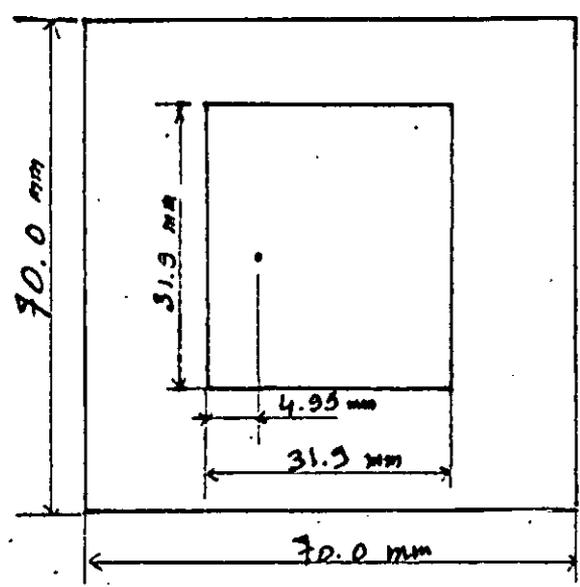
B) Les formules de Van de Cappel sont des expressions encore plus lourdes et ne donnent que des résultats dans le même ordre de précision que celles que nous avons adoptées.

Nous avons établi un autre programme qui s'appuie sur le modèle de Van de Cappel, ce qui n'était pas sans peine sachant que les formules sont extrêmement lourdes.

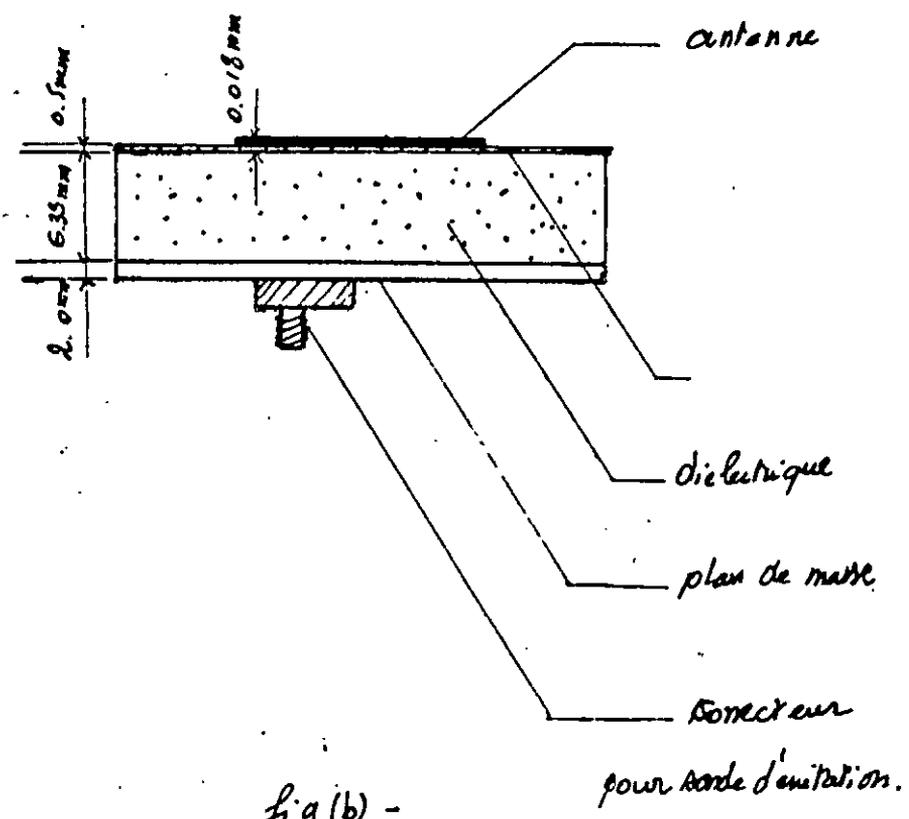
On a tenté de réaliser un autre programme qui se base sur la méthode de cavité présentée par Carver. Nous avons jugé les résultats obtenus peu précis pour être reportés dans cette thèse et cela nous le pensant à cause des dimensions de l'antenne étudiée (Cas de la BN/1985-2).

Nous avons retenus un patch carré et comparés nos résultats à ceux de Van de Cappel.

L'antenne étudiée est une BN 1985/2 dont les caractéristiques sont les suivantes (fig. a, b, c) :



- fig(a) -



- fig(b) -

Largeur=longueur : 31.9mm

Hauteur du substrat : 7.03 mm

epsilon relatif : 1.089 mm

Hauteur de la plaque rayonnante : 0.018 mm

Tan( $\delta$ ) : 0.0009

Diametre de la sonde d'excitation : 1.27 mm

Position de la sonde d'excitation par rapport au bord  
l'antenne : 4.95 mm

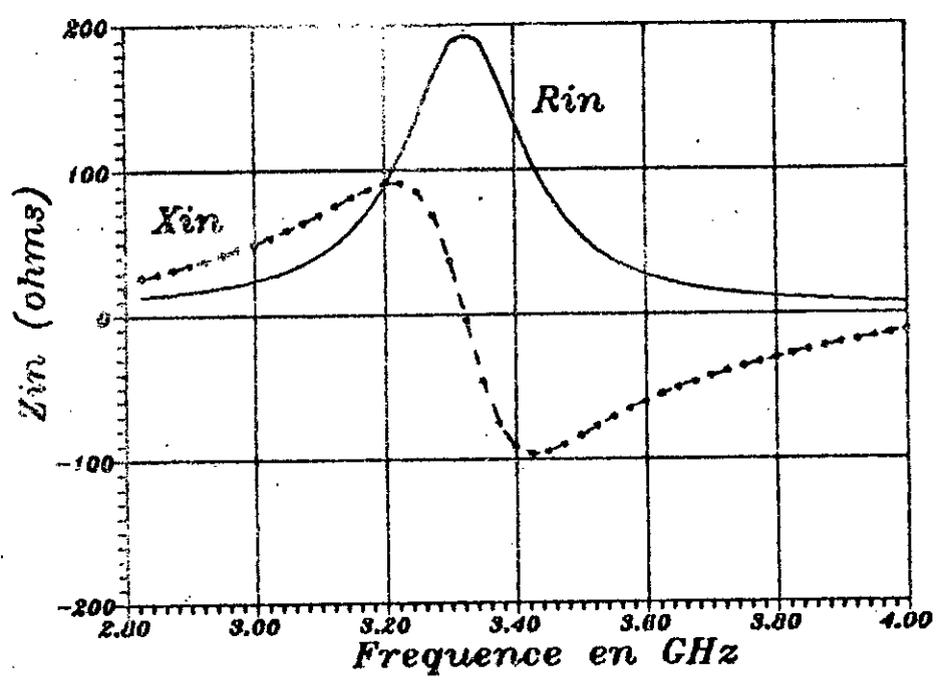
Impédance du connecteur : 50  $\Omega$

Longeur du plan de masse : 70 mm

	Von de cappel	Mesures	Notre
Rin $\Omega$	195.19 $\pm$ 15	197.0	206.10
Xin $\Omega$	96.06 $\pm$ 15	96.06	102.5
Fr Ghz	3.300	3.320	3.350
B.P %	10.0	10.0	7.2

Dapres le tableau precedent ,nous remarquons que notre modèle  
approche les résultats mesurés a 28. % pour la bande passante et  
0.9 % pour la fréquence de resonance .

120



Com de la BN/1985-2

- fig (c) -

# CONCLUSION

CONCLUSIONS

La méthode améliorée ( L.M.A 2 ) et L.M.A donnent les mêmes résultats pour  $0.05 < w/h < 20$  ce qui justifie l'emploi de cette dernière dans ce domaine d'utilisation .

Pour  $20 < w/h < 100$  et  $0.01 < w/h < 0.05$  une étude comparée approfondie n'a pas été faite , donc ce travail reste à faire pour évaluer les écarts .

Cependant , la méthode L.M.A améliorée a été appliquée en dehors de la limite  $0.05 < w/h < 20$  tout en restant entre  $1/100$  et  $100$  et comparé à des mesures faites par Dahel et Al [16] et au modèle de Damiano [10]

La L.M.A améliorée vis à vis de la fréquence donnent des résultats à mieux de 1% ( 1% plus faible que les mesures ) , vis à vis de l'impédance d'entrée , notre pas en fréquence n'étant pas suffisamment fin ( limite de capacité de calcul ) nous obtenons par rapport aux mesures de [16] des valeurs de 7.5 ; 3 ; et 1.6 % plus faible. L'erreur diminuant ~~avec un pas en fréquence~~ donc avec un pas en fréquence assez fin , la méthode L.M.A améliorée peut donner des résultats à mieux de 3% . Ce résultat est intéressant comparativement à celui de Damiano [10] dont les erreurs sont de -25% ; - 18% et -18% respectivement donc 6 fois supérieurs à nos erreurs . Deux tableaux ~~résumant ce qui vient d'être cité~~ dans la page suivante.

Mais à cause de certaines difficultés matérielles ( non disponibilité du vax alors que le sujet ~~est~~ sur son utilisation ) certaines vérifications n'ont pu être faites

il fallait travailler avec un nombre de découpage avoisinant les 1700 (  $N=1700$  ) alors q'on a été limité à 200, ceci nous donne pour le facteur de qualité  $Q=33$  alors que celui de Barthia [ 2 ]

$Q = 30$  pour  $\gamma \delta = 5 \cdot 10^{-4}$  , celui de [1]  $Q = 20$  pour  $\gamma \delta = 10^{-3}$

Cependant une méthode de découpage utilisant la disposition

## Mode TM11

Epaisseur d'air	Mhz		Ohm			%	
	Fr	Fr**	Rr	Rr*	Rr**	B	B**
0.00	1117	1128	370	300	400	1.80	0.89
0.50	1274	1286	330	280	340	2.00	1.48
1.00	1340	1350	300	250	305	2.35	2.07

\* : Damiano [10 ]

\*\* : Mesurée [16 ]

Erreur sur Fr par rapport à Fr\*\* est inferieur à 1 % ( - 1 % )

Erreur sur Rr par rapport à Rr\*\* ( 1 ) et de Rr\* par rapport à Rr\*\* (2) pour les differentes epaisseur de l'air :

air	0.00	0.50	1.00
(1)	- 7.5 %	- 3 %	- 1.6 %
(2)	- 25 %	- 18 %	- 18%

# ANNEXES

## ANNEXE I

1) Le choix de l'impédance de normalisation:

Pour le choix de l'impédance de normalisation afin de tracer nos abaques de Smith, nous avons retenu le critere suivant :  
L'impédance de normalisation  $Z_o$  doit verifier :

$$1 < A = \frac{(Re)_M}{Z_o} < 2 \quad ; \quad 1 > B = \frac{(Re)_{m1}}{Z_o} > 0.5 \quad \text{et} \quad 2 > A > 1 > B > 0.5 \quad (1)$$

Quand cela n'est pas possible, on prend :  $Z_o = \frac{(R_e)_{m1}}{0.5} = 2(R_e)_{m1}$

Il est possible aussi de prendre :

$$Z_o = (R_{max1} + R_{max2} + R_{min1}) / 3 \quad \text{ou bien}$$

$$Z_o = (R_{max1} + R_{max2} + 2R_{min}) / 4 .$$

2) Influence de la sonde d'excitation :

La tige centrale de la sonde d'excitation de diametre  $\phi$  plonge sur une hauteur  $h'$  dans le substrat de l'antenne .Elle présente une self inductance  $L$  en série avec la resistance d'entrée de l'antenne .L'inductance  $L$  peut être calculée de la maniere suivante :

$$L = \frac{\mu_o}{2\pi} h' \left[ \log \left( \frac{4 h'}{\phi} \right) - 1 \right] = 2 \cdot 10^{-7} h' \left[ \log \left( \frac{4 h'}{\phi} \right) - 1 \right]$$

(2.1)

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} h \left[ \ln \left( \frac{4h}{d} \right) - 1 \right] \quad (2.2)$$

$$L = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \cdot \tan \left( \frac{2\pi h}{\lambda_0} \right) \quad (2.3)$$

pour  $\frac{h}{\lambda} < 0.3$

$$L = \frac{\mu_0 h}{2\pi} \ln \left( \frac{4C}{d \omega \gamma \sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (2.4)$$

$C=3 \cdot 10^8$  et  $\gamma = 1.781$

$$L = \frac{60 k_0 h}{\omega} \cdot \ln \left( \frac{2}{k_0 d \sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (2.5)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

La sonde d'excitation introduit un décalage vers les parties selfiques sur une abaque de Smith lors de l'étude expérimental. Comparé à l'étude théorique il faudrait compensée l'effet introduit par cette sonde de la façon suivante :

$$\left( Z \right)_E = \left( Z \right)_{E \text{ mesuré}} - j L \omega$$

### 3) calcul du nombre maximale de découpages N :

L'analyse de l'antenne microruban par la méthode L.M.A est d'autant plus fine que le nombre de découpage N est grand . Cependant il ne faut pas oublier que l'augmentation de N augmente la durée des calculs , de même N doit être en deçà d'une certaine valeur limite pour la validité du model . Pour notre cas et selon [1] le nombre maximal de découpages est de 13690 avec la limitation imposée à  $w/h$  :  $0.01 \ll w/h \ll 100$  .

<table border="1"> <tr> <td>Bibliographie</td> </tr> </table>	Bibliographie
Bibliographie	

[1] Ahmed Zerguerras : "Contribution a l'étude d'antenne plaques de formes quelconque multicouches à large bande . Application a l'antenne plaque circulaire" . E.N.P 1990 .

[2] P.Barthia et I.J Bahl : "Millimeters wave Engineering and application " John Wiley .1984 .

[3] Wheeler H.A :

a) "Transmission line properties of parallel strips separated by a Dielectric sheet " , I.E.E.E Vol 13 N° Mars 1965

b) "Transmission line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane " .I.E.E.E , Vol 25 N° 8 aout 1977 .

[4] Shneider , M.V

a) B.Glance and W.F Bodtman "Microwave and millimeters wave integrated circuits for radio systems " . Bell syst.Technique J . vol 48 Juillet ,Aout 1969 .

b) "Microstrip lines for microwave integrated circuits " Bell syst Technique J.Vol 48 ,1969 .

[5] Hammerstad E.O;"Equations for micristrip circuit design" Proceedings of the European Microwave Conférence ,Microwave Exhibitors & Publishers Ltd , Kent (United Kingdom ) 1975 .

[6] Hammerstad .E.O ;"Accurate Models for microstrip Computers Aided Design" .I.E.E.E.M.I.T Sint Microeave Symp Digest 1980 .

[7] Bahl I.J and R.Gary , "Simple and accurate formules for microstrip with finite strip thickness" , I.E.E.E , vol 65 , 1977 .

[8] Bahl I.J, "Easy and exact Méthods for shielded microstrip design", Microwaves , vol 17 , N° 12, dec 1978 .

[9] March, S.L , " Empirical formules for the impedance and effective dielectric constant of covered microstrip for use in the computers aided design of microwave integrated circuits ". Proceedings of the European microwave conference , microwave exhibitors & publishers Ltd, kent (United Kingdom ) 1981.

[10] F.Abboud, J.P Damaino and APaPiernik "A New model for calculating the input impedance of coax-fed circular microstrip antennas with and without air gaps . I.E.E.E Transactions on antennas and propagation vol, 38, N°11, Novembre 1990 .

[11] Von de Cappel "Microstrip analysis" .

[12] J.P.Daniel "Reseaux d'antennes imprimées", Convention N°88 MES 98 . E.N.P , Mars 1990 .

[13] Notes manuscrites de A.Zerguerras : "La methode L.M.A améliorée . E.N.P 1991 .

[14] A.Zerguerras et Wilkera "Régénération d'antennes plaques multicouche de forme arbitraire en mode I.F.B." (Journal of technologie N°8 , E.N.P 1992

150

[15] A.Zerguerras et R.Aksas : "Le Couplage entre antennes plaques"  
Journal of technologie ,N°9 , E.N.P 1992 .(à paraître) .

[16] I.J Bahl et P Bhartia .  
"Microstrip Antennas " ,ArtechHouse (1980)

[17] Notes manuscrites de A.Zerguerras : "Nouvelles méthode de  
découpage angulaire de A.P.M circulaire pour l'analyse par la  
méthode L.M.A " . E.N.P 1992 .