

وزارة الجامعات
Ministère aux Universités

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ELARGISSEMENT DE BANDE
PASSANTE DES ANTENNES PLAQUES
MICRORUBANS A L'AIDE D'UN DIRECTEUR
(Application aux formes polygonales)

Proposé par :

Dr A.ZERGUERRAS

Etudié par :

MM HELAL Mohamed
KARA-MOHAMMED Amine

Dirigé par :

Dr A.ZERGUERRAS

PROMOTION

1992

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Projet de fin d' études intitulé:

Elargissement de bande passante des antennes plaques

microrubans à l' aide d' un directeur

Proposé par: D' A ZERGUERRAS

Présenté par : MM. HELAL Mohamed

KARA-MOHAMMED Amine

En vue de l' obtention du diplôme d' :

INGENIEUR D' ETAT EN ELECTRONIQUE

Resumé:

Ce présent mémoire porte sur l' étude des antennes plaques microrubans, dans un but d' élargissement de leur bande passante, à l' aide d' un directeur.

Les antennes traitées sont de formes polygonales (rectangulaires et triangulaires).

This memory deals with the microstrip antennas in order to increase their bandwidth by means of a director.

The antennas which are treated are rectangular or triangular

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

REMERCIEMENTS



Nous voudrions tout d'abord remercier le *D'A ZERGUERRAS*, notre directeur de thèse, pour sa patience et ses conseils éclairés; sans oublier, bien sûr *M'R.AKSAS* pour son aide précieuse.

Nous remercions aussi *M'* le Président de jury, ainsi que les membres de ce même jury, pour l'aide qu' ils nous apportent par leurs critiques.

Nos remerciements vont aussi à *MMO ATTIA et A.CHERIET* pour leur aide salvatrice dans la partie logistique de notre travail.

Que tous ceux qui nous ont aidés, de près ou de loin que ce soit par leur amitié, leurs conseils ou leur soutien moral et matériel trouvent dans ces quelques lignes l'expression de notre profonde gratitude et de nos sincères remerciements.

Nous sommes reconnaissants envers tous les professeurs qui ont contribué à notre formation et à toutes les personnes qui nous ont permis de mener à bien notre projet.

A mes parents, puissent-ils trouver dans cette modeste étude l' expression de mon affection.

A mes soeurs

A mes grands-mères, en leur souhaitant une longue vie

A toute ma famille et à tous mes amis

Amine

A la mémoire de mon père

A ma mère

A la mémoire de mes grands-mères

A la mémoire de mon oncle

A madame et monsieur MAREF

A mes frères et soeurs

A toute ma famille et à tous ceux qui me sont chers

Mohamed

TABLE DES SYMBOLES

a_p et b_p : Dimensions de l'antenne plaque rectangulaire microruban .

a et b : Dimensions du directeur

$A = a/\lambda_0$: Dimension réduit de l'antenne plaque rectangulaire .

C_{12} : Capacité de couplage par unité de longueur .

(D) : directeur .

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

$D'_s = d'_s/\lambda_0$: Epaisseur de peau normalisée pour (A).

$$d_n = \sqrt{\frac{R_n}{R'_n}}$$

E : Point de jonction entre (A) et (D).

f : Fréquence .

f_0 : Fréquence centrale de la largeur de bande définie pour un T.O.S inférieur ou égal à 2.

f_r : Fréquence de résonance.

f_m : Fréquence minimale de la bande.

f_M : Fréquence maximale de la bande

$G'_n(z)$: conductance caractéristique de (A)

$g'_n(z)$: conductance caractéristique normalisée de (A)

G_0 : conductance du vide $G_0 = \sqrt{\epsilon_0/\mu_0}$.

H : Epaisseur constante du diélectrique de (D)

H_r : Epaisseur réduite à λ_0 du diélectrique de (D).

H' : Epaisseur constante du diélectrique de (A).

H'_r : Epaisseur réduite du diélectrique de (A).

$[I_c(n)]_D$: Courant de conduction dans la tranche n du directeur (D).

$[I'_c(n)]_A$: Courant de conduction dans la tranche n de l'antenne (A).

$[I_p(n)]_D$: Courant de polarisation dans la tranche n du directeur (D).

$[I'_p(n)]_A$: Courant de polarisation dans la tranche n du directeur (A).

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 (A).

(A) : 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.
 R_0 : Résistance du vide : $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$
 $T.O.S$: Taux d'onde stationnaires .
 W : Larguer 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 (A).
 W' : Largeur variable de la microantenne rectangulaire (A).
 W_r : Largeur variable réduite de (D) ($W_r = W/\lambda_0$)
 W'_r : Largeur variable réduite de (D) ($W'_r = W'/\lambda_0$)
 Y_S : Admittance au point S.
 Y_e : Admittance d'entrée en O des deux lignes couplées .
 Y_E : Admittance d'entrée de E de microantenne (A).
 Y : Admittance de l'équation de RICCATI .
 Y_r : Admittance réduite de l'équation de RICCATI par rapport à G_0
 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 et X_{n-1} : Limites de la tranche "n" , comptée à partir de O .
 $(X_r)_n = X_n/\lambda_0$: Limite réduite.
 ϵ_0 : Permittivité du vide .
 ϵ_r : permittivité relative du substrat de (D).
 ϵ_e : permittivité effective du substrat de (D).
 ϵ'_r : permittivité relative du substrat de (A).
 ϵ'_e : permittivité effective du substrat de (A).
 $\omega = 2\pi f$: pulsation
 λ_0 : Longueur d'onde du vide $\lambda_0 = (f\sqrt{\epsilon_0\mu_0})^{-1}$.
 θ_n : Exposant de transfert sur image de la tranche n relative à (D).
 θ'_n : Exposant de transfert sur image de la tranche n relative à (A).

TABLE DES FIGURES

- Figure I.1 : Configuration d'une antenne microruban
- Figure I.2 : Configuration d'une antenne microruban avec une fente
- Figure II.1 : Configuration du système rayonnant à deux couches comprenant une antenne plaque (A) avec un directeur (D).
- Figure III.1 : configuration d'une antenne microruban rectangulaire alimentée par le coté.
 Dimension de l'antenne : $a_p = 45.5$ mm et $b_p = 30.5$ mm
- Figure III.2 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire isolée, alimentée par le coté.
- Figure III.3 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque rectangulaire isolée , alimentée par le coté en fonction de la fréquence.
- Figure III.4 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée par le coté.
 Dimension du directeur : $a = 45.5$ mm et $b = 30.5$ mm
- Figure III.5 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée par le coté.
 Dimension du directeur : $a = 45.3$ mm et $b = 30.3$ mm
- Figure III.6 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée par le coté.
 Dimension du directeur : $a = 45.1$ mm et $b = 30.1$ mm
- Figure III.7 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque rectangulaire isolée , alimentée par le coté en fonction de la fréquence.
 Dimension du directeur : $a = 45.5$ mm et $b = 30.5$ mm
- Figure III.8 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque rectangulaire isolée , alimentée par le coté en fonction de la fréquence.
 Dimension du directeur : $a = 45.3$ mm et $b = 30.3$ mm
- Figure III.9 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque rectangulaire isolée , alimentée par le coté en fonction de la fréquence.
 Dimension du directeur : $a = 45.1$ mm et $b = 30.1$ mm
- Figure III.10 : Modélisation du saut en largeur.
- Figure III.11 : Influence de la constante diélectrique sur l'impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée par le coté.
 Dimension du directeur : $a = 45.3$ mm et $b = 30.3$ mm

- Valeur de la constante diélectrique : $\epsilon_r = 2.17$
- Figure III.12 : Influence de la constante diélectrique sur l'impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur, alimentée par le coté.
Dimension du directeur : $a = 45.3$ mm et $b = 30.3$ mm
Valeur de la constante diélectrique : $\epsilon_r = 2.55$
- Figure III.13 : Influence de la constante diélectrique sur l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne rectangulaire avec directeur, alimentée par le coin en fonction de la fréquence.
Dimension du directeur : $a = 45.3$ mm et $b = 30.3$ mm
Valeur de la constante diélectrique : $\epsilon_r = 2.17$
- Figure III.14 : Influence de la constante diélectrique sur l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne rectangulaire avec directeur, alimentée par le coin en fonction de la fréquence.
Dimension du directeur : $a = 45.3$ mm et $b = 30.3$ mm
Valeur de la constante diélectrique : $\epsilon_r = 2.55$
- Figure III.15 : Influence de l'épaisseur du diélectrique sur l'impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur, alimentée par le coté.
Dimension du directeur : $a = 45.3$ mm et $b = 30.3$ mm
Valeur de l'épaisseur diélectrique : $h = h' = 1.6$ mm
- Figure III.16 : Influence de l'épaisseur diélectrique sur l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne rectangulaire avec directeur, alimentée par le coin en fonction de la fréquence.
Dimension du directeur : $a = 45.3$ mm et $b = 30.3$ mm
Valeur de l'épaisseur diélectrique : $h = h' = 1.6$ mm
- Figure III.17 : Configuration d'une antenne rectangulaire microruban alimentée par le coin.
- Figure III.18 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire isolée, alimentée par le coin.
Dimension de l'antenne : $a_p = 45.5$ mm et $b_p = 30.5$ mm
- Figure III.19 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque rectangulaire isolée, alimentée par le coin en fonction de la fréquence.
Dimension de l'antenne : $a_p = 45.5$ mm et $b_p = 30.5$ mm

- Figure III.20 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée par le coin.
 Dimension du directeur : $a = 45.5$ mm et $b = 30.5$ mm
- Figure III.21 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée par le coin.
 Dimension du directeur : $a = 45.45$ mm et $b = 30.45$ mm
- Figure III.22 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée par le coin.
 Dimension du directeur : $a = 45.4$ mm et $b = 30.4$ mm
- Figure III.23 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée le coin en fonction de la fréquence.
 Dimension du directeur : $a = 45.5$ mm et $b = 30.5$ mm
- Figure III.24 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée le coin en fonction de la fréquence.
 Dimension du directeur : $a = 45.45$ mm et $b = 30.45$ mm
- Figure III.25 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque rectangulaire avec directeur , alimentée le coin en fonction de la fréquence.
 Dimension du directeur : $a = 45.4$ mm et $b = 30.4$ mm
- Figure III.26 : Configuration d'une antenne microruban triangulaire alimentée par la base.
- Figure III.27 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque triangulaire isolée, alimentée par la base.
 Dimension de l'antenne : $a_p = 30.5$ mm et $b_p = 1.6$ mm
- Figure III.28 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque triangulaire isolée, alimentée par la base en fonction de la fréquence.
 Dimension de l'antenne : $a_p = 30.5$ mm et $b_p = 1.6$ mm
- Figure III.29 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque triangulaire avec directeur , alimentée par la base.
 Dimension du directeur : $a = 30.5$ mm et $b = 1.6$ mm
- Figure III.30 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque triangulaire avec directeur , alimentée par la base.
 Dimension du directeur : $a = 30.3$ mm et $b = 1.6$ mm
- Figure III.31 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque triangulaire avec directeur , alimentée par la base.
 Dimension du directeur $a = 30$ mm et $b = 1.6$ mm

- Figure III.32 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque triangulaire avec directeur , alimentée par la base en fonction de la fréquence.
Dimension du directeur : $a = 30.5$ mm et $b = 1.6$ mm
- Figure III.33 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque triangulaire avec directeur , alimentée par la base en fonction de la fréquence.
Dimension du directeur : $a = 30.4$ mm et $b = 1.6$ mm
- Figure III.34 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque triangulaire avec directeur , alimentée par la base en fonction de la fréquence.
Dimension du directeur : $a = 30$ mm et $b = 1.6$ mm
- Figure III.35 : Impédance d'entrée théorique de l'antenne plaque triangulaire avec directeur , alimentée par le coin.
Dimension du directeur : $a = 30.5$ mm et $b = 1.6$ mm
- Figure III.36 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne plaque triangulaire avec directeur , alimentée par le coin en fonction de la fréquence.
Dimension du directeur : $a = 30.5$ mm et $b = 1.6$ mm

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I : GENERALITES.....	3
I.1. DEFINITION D'UNE ANTENNE MICRORUBAN	4
I.2. CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE	5
I.2.1. APPROCHE DU VECTEUR POTENTIEL	5
I.2.2. FONCTION DE GREEN	6
I.2.3. MODELE DE LA GRILLE DE FILS	7
I.2.4. METHODE DE L'OUVERTURE RAYONNANTE	7
I.2.5. MODELE DE LA CAVITE	7
I.2.6. MODELE DE L'EXPANSION MODALE	7
I.2.7. MODELE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION	8
I.3. TECHNIQUE DE L'EXTENSION DE LA BANDE PASSANTE	8
I.3.1. ANTENNE MICRORUBAN AVEC FENTE	8
I.3.2. VARIATION DE L'EPAISSEUR ELECTRIQUE	9
I.3.3. UTILISATION D'UN DIRECTEUR	10
CHAPITRE II : PRESENTATION DE LA METHODE	11
II.1. INTRODUCTION	12
II.2. CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE	12
II.3. ALIMENTATION DE L'ANTENNE MICRORUBAN	20
II.3.1. PAR LIGNE MICRORUBAN	21
II.3.2. PAR COAXIAL	21
CHAPITRE III : PRESENTATION DES MODELES TRAITES	22
III.1. ANTENNE MICRORUBAN RECTANGULAIRE ALIMENTEE PAR LE COTE	23
III.1.1. CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE	24
III.1.2. PRESENTATION DES RESULTATS	25
III.1.2.1. Antenne plaque rectangulaire isolée	25
III.1.2.2. Antenne plaque rectangulaire avec directeur	25
III.1.2.3. Interprétation des résultats	36
III.2. ANTENNE MICRORUBAN RECTANGULAIRE ALIMENTEE PAR LE COIN	45
III.2.1. CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE	46
III.2.2. PRESENTATION DES RESULTATS	49
III.1.2.1. Antenne plaque rectangulaire isolée	49
III.1.2.2. Antenne plaque rectangulaire avec directeur	49
III.1.2.3. Interprétation des résultats	49
III.2.2.4. Conclusion partielle	56
III.3. ANTENNE MICRORUBAN TRIANGULAIRE	57
III.2.1. CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE	58

III.2.2. PRESENTATION DES RESULTATS	58
III.1.2.1. Antenne plaque triangulaire isolée	58
III.1.2.2. Antenne plaque triangulaire avec directeur	61
III.1.2.3. Interprétation des résultats	61
CONCLUSION	71
ANNEXE A	74
ANNEXE B.....	76
BIBLIOGRAPHIE	77

INTRODUCTION

L'étude présente traite des antennes plaques microrubans (A.P.M) dans un but d'élargissement de leur bande passante. Après présentation de certaines méthodes pour atteindre ce but, notre choix se portera sur l'utilisation du directeur.

Les propriétés caractéristiques des A.P.M sont illustrées dans [1],[2],[3],[4] et [7].

Il existe de nombreuses théories, que nous présenterons, pour leur analyse et leur synthèse.

Ici, nous utiliserons l'approche de la Ligne de Transmission (L.M.A) et nous l'appliquerons à des structures polygonales (rectangulaire et triangulaires). Les résultats sont comparés à ceux d'autres auteurs et aux mesures.

CHAPITRE I :

GENERALITES

I.1. DEFINITION D'UNE ANTENNE MICRORUBAN :

Une antenne microruban dans sa plus simple configuration consiste en un élément rayonnant de structure planaire collé sur une des faces d'un substrat diélectrique ayant un plan de masse sur l'autre (fig.I.1).

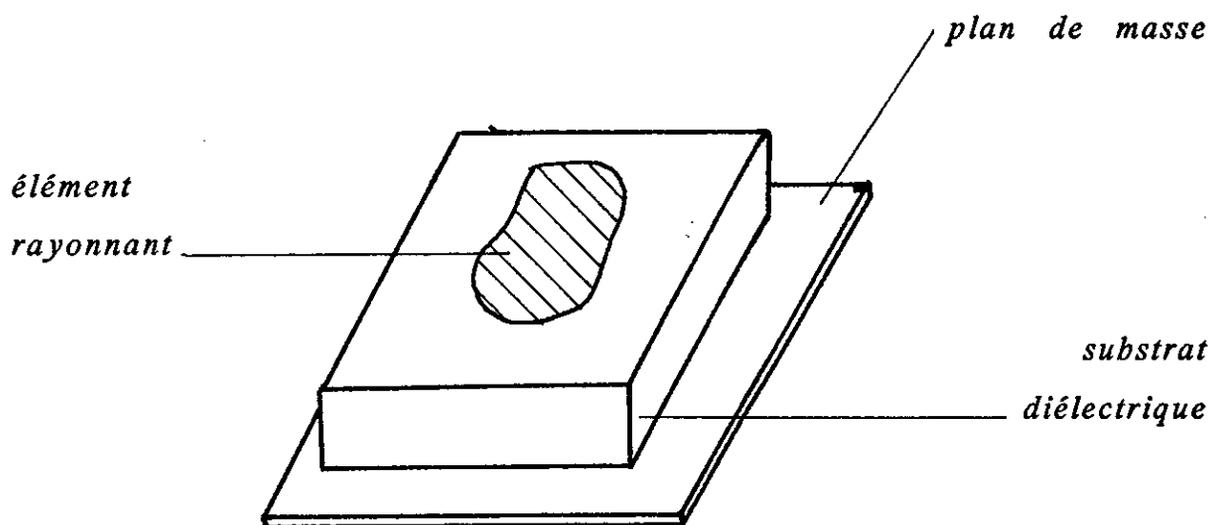


Figure I.1 : Configuration simple d'une antenne microruban

L'élément rayonnant peut théoriquement avoir n'importe quelle forme mais, en général, celle-ci est symétrique relativement à la direction de son moment électrique (rectangle, cercle, triangle ...) pour simplifier l'analyse et l'étude des performances.

Quant au substrat diélectrique, plusieurs types sont proposés suivant la constante diélectrique et les pertes [1] (une liste des substrats les plus usités est proposée en annexe A). Les antennes microrubans ont été développées pour une utilisation fréquentielle allant de 400 MHz à 30 MHz, mais plus tard on a pu atteindre des fréquences de l'ordre de 80 GHz et de nos jours des recherches sont en cours pour une utilisation de l'antenne à 100 GHz.

I.2. CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE :

Un élément rayonnant peut être complètement défini par son diagramme de rayonnement, son impédance d'entrée, son gain, sa largeur de bande, son rendement, ses pertes et son facteur de qualité. Il existe des méthodes d'analyse pouvant avoir la précision désirée, d'autres plus simples permettent de dégrossir le problème à moindre coût.

Ci-dessous nous décrivons quelques unes d'entre elles, de la plus rigoureuse à la plus simple [2].

I.2.1 . APPROCHE DU VECTEUR POTENTIEL :

Dans cette approche, la théorie des modes de propagation d'onde développée par SOMMERFIELD est utilisée pour déterminer le champ produit par un dipôle électrique horizontal; les caractéristiques de l'antenne sont évaluées par des techniques numériques.

Le champ produit par le dipôle peut être déterminé à partir du vecteur potentiel \vec{A} . Pour satisfaire les conditions aux limites entre l'air et le diélectrique, \vec{A} doit avoir des composantes A_x, A_z qui satisfont l'équation de HELMHOLTZ inhomogène:

$$(\nabla^2 + k^2) \cdot \vec{A} = -\mu \cdot \vec{J} = -\hat{x} \cdot \mu \cdot I \cdot dx \cdot \delta(\vec{r}) \quad (I.1)$$

où μ : perméabilité

k : vecteur d'onde

$\delta(\vec{r})$: fonction de Dirac

Les champs électromagnétiques sont alors déterminés à partir des équations suivantes:

$$\vec{H}^e = \frac{1}{\mu} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (I.2a)$$

$$\vec{E}^e = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \cdot [k^2 \vec{A} + \vec{\nabla} (\vec{\nabla} \cdot \vec{A})] \quad (I.2b)$$

Avec une densité surfacique de courant:

$$\vec{J}_s = \hat{x} \frac{I \cdot dx}{2\pi} \cdot \int_0^\infty J_0(\xi_0) \cdot \xi \cdot d\xi \quad (I.3)$$

où : $J_0(\xi_0)$ représente la fonction de BESSEL d'ordre 0 d'argument ξ_0 .

En utilisant les conditions aux limites, nous obtenons les composantes en x du vecteur potentiel dans les deux régions:

$$A_{x1} = \mu \cdot \frac{I \cdot dx}{2\pi} \cdot \int_0^{\infty} J_0(\xi Q) e^{-\beta_0(z-h)} \cdot \frac{\xi}{F_x} d\xi, \quad \text{pour } z > h \quad (I.4)$$

$$A_{x2} = \mu \cdot \frac{I \cdot dx}{2\pi} \cdot \int_0^{\infty} J_0(\xi Q) \cdot \frac{\sinh \beta z}{\sinh \beta h} \cdot \frac{\xi}{F_x} d\xi, \quad \text{pour } 0 < z < h \quad (I.5)$$

où:

$$\beta_0^2 = \xi^2 - k_0^2 \quad (I.6a)$$

$$\beta^2 = \xi^2 - \epsilon_r k_0^2 \quad (I.6b)$$

$$F_x = \beta_0 + \beta \cdot \coth \beta h \quad (I.6c)$$

Nous obtenons de manière similaire les composantes en z dans les deux régions:

$$A_{z1} = -\mu \cdot \frac{I \cdot dx}{2\pi} \cdot (\epsilon_r - 1) \cos \phi \cdot \int_0^{\infty} J_1(\xi Q) \cdot e^{-\beta_0(z-h)} \cdot \frac{\xi^2}{F_x F_z} d\xi, \quad \text{pour } z > h \quad (I.7)$$

$$A_{z2} = -\mu \cdot \frac{I \cdot dx}{2\pi} \cdot (\epsilon_r - 1) \cos \phi \cdot \int_0^{\infty} J_1(\xi Q) \cdot \frac{\cosh(\beta z)}{\cosh(\beta h)} \cdot \frac{\xi^2}{F_x F_z} d\xi, \quad \text{pour } 0 < z < h \quad (I.8)$$

où $F_z = \beta_0 \epsilon_r + \beta \tanh(\beta h)$ et $J_1(\xi Q)$ est la fonction de BESSEL du premier ordre d'argument ξQ .

Ainsi, bien que la solution obtenue soit rigoureuse, elle est peu attrayante et il est clair qu'il sera difficile d'obtenir une interprétation physique des résultats.

I.2.2 . FONCTION DE GREEN:

La fonction de GREEN DYADIQUE (TAI 1971) lie linéairement le vecteur source (élément de courant de surface \vec{J}_s (ou \vec{M}_s)) au champ électrique (ou magnétique) créée par celui-ci, qui peut être déterminé à l' aide d'une intégrale de superposition à partir d'une distribution arbitraire de source (\vec{J}_s), existante sur le conducteur supérieur S_0 :

$$\vec{E} = \int_{S_0} \vec{G}_E \cdot \vec{J}_s \cdot dS \quad (I.9)$$

Comme pour l'approche du vecteur potentiel, cette méthode est mathématiquement encombrante et ne conduit pas à une analyse simple.

I.2.3 . MODELE DE LA GRILLE DE FILS:

AGRAWAL et BAILEY [3] ont remplacé la structure microruban par un réseau de fils entrelacés et ont calculé les courants sur les segments de fils en utilisant le théorème de la réaction de RICHMOND (1966). Lorsque les valeurs des courants sont connues, toutes les caractéristiques de l'antenne peuvent être obtenues.

Bien que la méthode donne d'excellents résultats si les fils sont suffisamment rapprochés, ce dernier fait demandera une mémoire de stockage ainsi qu'un temps de calcul considérable ce qui va augmenter le coût de conception.

I.2.4 . METHODE DE L'OUVERTURE RAYONNANTE:

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

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

I.2.5 . MODELE DE LA CAVITE :

LO et AL ont avancé un modèle pour traiter les antennes microrubans comme des cavités dans les lignes microrubans. Le modèle est basé sur le fait que:

a-Seule la composante en z du champ électrique \vec{E} et les composantes x et y du champ magnétique \vec{H} existent dans la région limitée par le microruban et le plan de masse.

B-le champ dans cette région est indépendant de la coordonnée z pour toute les fréquences qui nous intéressent si l'épaisseur du diélectrique H est très inférieur à λ ($H < 0.1 \cdot \lambda$).

c-Le courant électrique dans le microruban n'a pas de composante normale au bord, ce qui implique que la composante tangentielle de \vec{H} le long de ce même bord est négligeable.

La région entre le microruban et le plan de masse peut donc être traitée comme une cavité limitée par un mur magnétique le long des bords et par des murs électriques sur la parties supérieur et inférieur de l'antenne.

I.2.6 . MODELE DE L'EXPANSION MODALE :

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

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

I.2.7 . MODELE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION :

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

Le modèle de la ligne de transmission de MUNSON [4] et DERNERYD, lui, conduit à des résultats adéquats pour plusieurs applications techniques et demande peu de temps de calcul. Il possède cet avantage du fait qu'il n'est applicable qu'aux géométries rectangulaires (ou carrées), cependant, l'analyse fournit une interprétation raisonnable du mécanisme de rayonnement et simultanément donne des expressions simples pour les caractéristiques.

L'élément rayonnant microruban doit être traité comme une ligne résonante sans variation transversale du champ. Pour toutes les facilités de calcul qu'il offre et pour le fait qu'on peut néanmoins traiter des formes quelconques, en les divisant en N lignes de transmissions élémentaires, nous avons opté pour ce modèle lors de la conception de notre logiciel d'analyse. C'est pourquoi il sera amplement explicité lors du prochain chapitre.

I.3. TECHNIQUES D'EXTENSION DE LA BANDE PASSANTE :

Comme nous l'avons précisé auparavant, l'un des plus graves inconvénients des antennes microrubans est leur sélectivité. Pour réduire cette dernière il existe divers moyens.

I.3.1 . ANTENNE MICRORUBAN AVEC FENTE :

A travers plusieurs recherches, notamment par G .DUBOST [5], il a été remarqué que la pratique d'une fente dans une antenne plaque microruban augmentait la largeur de bande de cette dernière et qu'en faisant varier le nombre de fentes nous pouvions même obtenir un système bifréquence.

La figure I.2 donne la configuration d'une antenne microruban avec une fente.

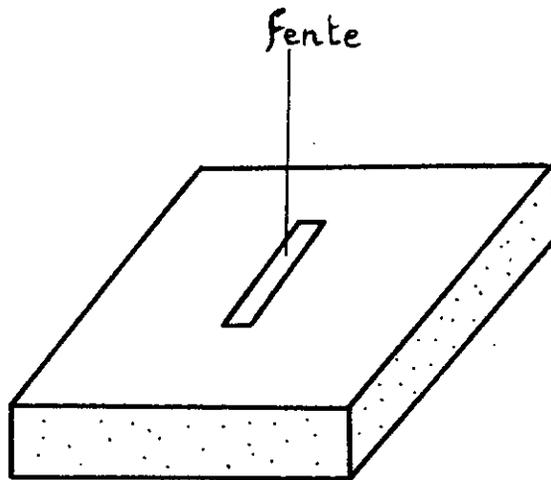


Figure I.2 : Configuration d'une antenne microruban avec fente

On remarque que le même effet est obtenu en remplaçant les fentes par des ouvertures rayonnantes.

I.3.2 . VARIATION DE L'ÉPAISSEUR ÉLECTRIQUE :

La plupart des recherches, théoriques ou expérimentales, sur les antennes microrubans, ont été conduites uniquement avec des antennes de fine épaisseur diélectrique (l'épaisseur électrique étant représentée par h/λ avec h l'épaisseur du substrat).

Un intérêt récent est né pour les antennes microrubans épaisses électriquement et cela pour deux raisons:

1-Les antennes qui sont amenées à travailler à des fréquences élevées donc de courtes longueurs d'onde deviennent épaisses comparées à la longueur d'onde même si elles sont fines par conception.

2-Les antennes microrubans ayant une largeur de bande étroite, certaines techniques qui tendent à élargir cette dernière augmentent simultanément les dimensions de l'antenne en étendant la surface de rayonnement ou en augmentant l'épaisseur de l'antenne.

Pour aider donc à la conception d'antennes microrubans à large bande, une étude expérimentale de la bande passante en fonction de l'épaisseur électrique de l'antenne a été menée avec succès [6].

I.3.3 . UTILISATION D'UN DIRECTEUR :

Depuis l'avènement des antennes microrubans comme éléments rayonnants, le patch microruban simple a été pleinement étudié.

Une solution pour régler le problème de l'étroitesse de la bande passante est de rajouter un deuxième patch (directeur) au dessus du premier pour obtenir une structure bicouche.

L'adjonction du directeur accroît, sous certaines conditions, la bande passante et diminue la résistance de rayonnement. Des exemples ont été donnés par divers auteurs [7], [8] et [9] et relativement à des antennes carrées ou circulaires.

La structure bicouche aura deux fréquences distinctes même si le directeur et l'antenne ont les mêmes dimensions. En réduisant la dimension du directeur vis à vis de celle de l'antenne, la résonance introduite par le directeur se déplace vers les fréquences les plus élevées, jusqu'à atteindre la largeur de bande optimale, au delà de laquelle les deux résonances se distingueront pour donner un système dual (bifréquence).

Cette méthode est celle que l'on a choisi dans notre présent ouvrage pour la compatibilité totale qu'elle offre avec la technique d'analyse d'antennes pour laquelle on a opté et qui est celle de la méthode des lignes de transmission couplées.

CHAPITRE II :

PRESENTATION DE LA METHODE

II.1 . INTRODUCTION :

L'objet de notre étude est d'analyser deux caractéristiques (admittance d'entrée et largeur de bande) d'une antenne microruban avec directeur , de forme rectangulaire et triangulaire à l'aide de la méthode des lignes de transmission couplées .

II.2 . CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE AU POINT O :

On décompose la partie couplée en N tronçons élémentaires (fig. II.1) qui ont des résistances caractéristiques et des permittivités relatives différentes d'un tronçon à un autre . Chaque tronçon élémentaire a une longueur de b/N , le point O est l'origine de l'axe ox , avec les ondes complexes incidentes V_i et V'_i réfléchies V_r et V'_r , on écrit les conditions aux limites suivantes :

-Pour le directeur (D) :

$$(V_i)_O = (V_r)_O \quad \text{en } x = 0 \quad (\text{point } O) \quad (II.1)$$

$$(V_i)_N = (V_r)_N \quad \text{en } x = b \quad (\text{point } S) \quad (II.2)$$

-Pour l'antenne microruban (A):

$$\frac{(V'_i)_N - (V'_r)_N}{(V'_i)_N + (V'_r)_N} = (Y_s)_r \quad \text{en } x = b \quad (\text{point } S) \quad (II.3)$$

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

Avec:
$$(Y_s)_r = Y_s \cdot \sqrt{R_N \cdot R'_N} \quad (II.4)$$

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

En $x = 0$ nous aurons l'admittance réduite en O :

$$y_e = \frac{(V'_i)_O - (V'_r)_O}{(V'_i)_O + (V'_r)_O} = Y_e \cdot \sqrt{R_1 \cdot R'_1} \quad (II.5)$$

Avec :

R_1 et R'_1 résistances caractéristiques, respectivement de l'antenne et du directeur, au premier tronçon.

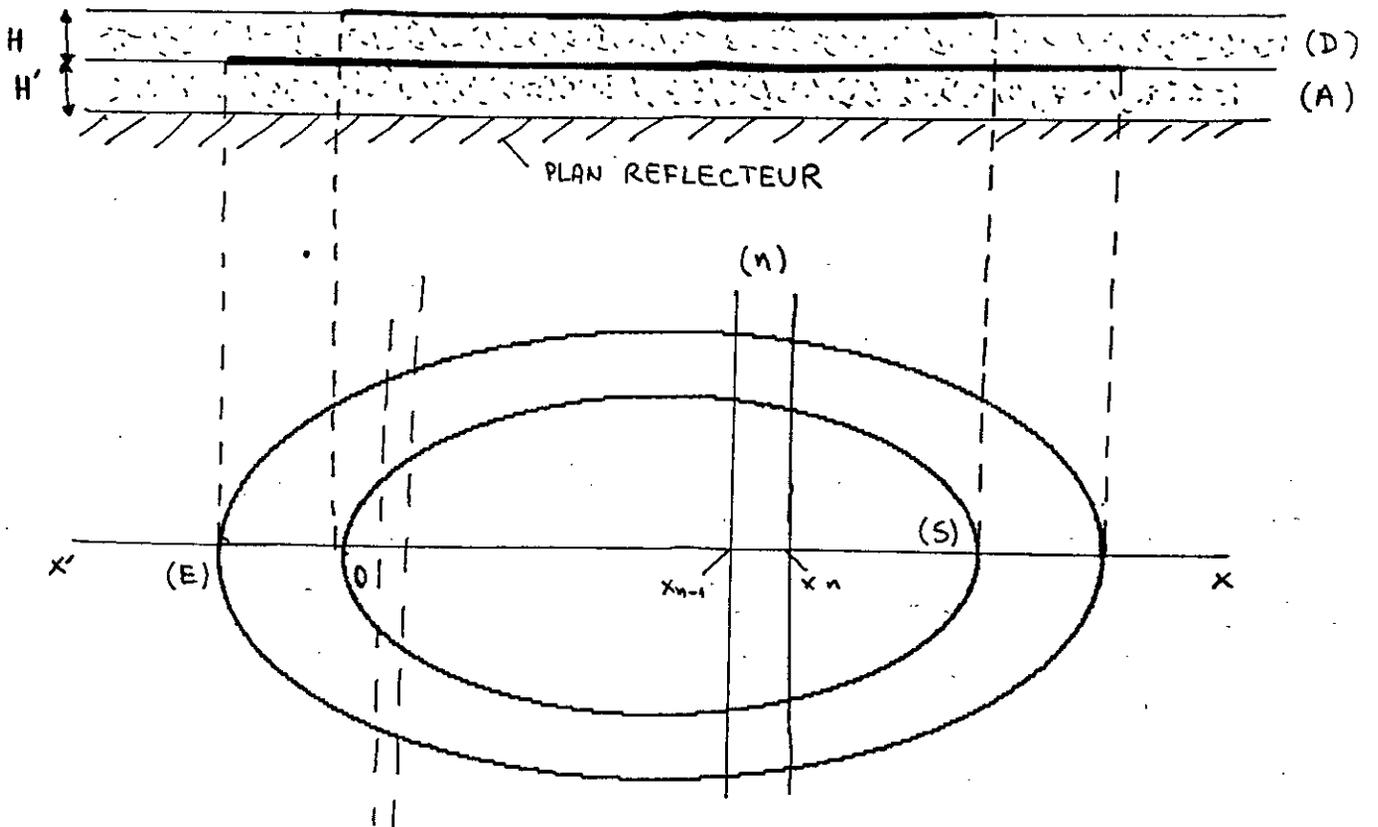


Figure II.1: Configuration d'un système rayonnant à deux couches

$(V_i)_0$ et $(V_r)_0$ Respectivement onde incidente et réfléchie au point O.

Puis nous écrivons la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} (V_i)_0 \\ (V_r)_0 \\ (V'_i)_0 \\ (V'_r)_0 \end{bmatrix} = [t_1] \cdot [t_2] \dots [t_n] \dots [t_N] \cdot \begin{bmatrix} (V_i)_N \\ (V_r)_N \\ (V'_i)_N \\ (V'_r)_N \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Avec $[t_n]$ étant la matrice de transmission d'ordre 4 de la tranche (n) dont le milieu se trouve à l'abscisse :

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

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

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

$$\begin{aligned} C_n &= R_n \frac{b C_{12} \omega}{2N} & d_n &= \sqrt{\frac{R_n}{R'_n}} \\ C'_n &= R'_n \frac{b C_{12} \omega}{2N} & C_n \cdot d_n &= L_n \\ D_n &= \frac{1}{2} \left[d_n + \frac{1}{d_n} \right] & S_n &= \left[d_n - \frac{1}{d_n} \right] \end{aligned} \quad (II.8)$$

Sachant que :

$$\theta_n = \left[\alpha_n + j \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{(\epsilon_e)_n} \right] \cdot \frac{b}{N} \quad (II.9)$$

$$\theta'_n = \left[\alpha'_n + j \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \right] \cdot \frac{b}{N} \quad (II.10)$$

Nous obtenons une expression simplifiée de la matrice $[t_n]$ de la section élémentaire : (II.11)

$$\begin{bmatrix}
 (1+jC_n) \cosh \theta_n & jC_n \cosh \theta_n & -jC'_n \cosh \theta_n & -jC'_n \cosh \theta_n \\
 +(D_n+jL_n) \sinh \theta_n & -(S_n-jL_n) \sinh \theta_n & -jM_n \sinh \theta_n & -jM_n \sinh \theta_n \\
 \\
 -jC_n \cosh \theta_n & (1-jC_n) \cosh \theta_n & +jC'_n \cosh \theta_n & jC'_n \cosh \theta_n \\
 +(S_n+jL_n) \sinh \theta_n & -(D_n-jL_n) \sinh \theta_n & -jM_n \sinh \theta_n & -jM_n \sinh \theta_n \\
 \\
 -jC_n \cosh \theta'_n & -jC_n \cosh \theta'_n & (1+jC'_n) \cosh \theta'_n & jC'_n \cosh \theta'_n \\
 -jM_n \sinh \theta'_n & -jM_n \sinh \theta'_n & +(D_n+jL'_n) \sinh \theta'_n & +(S_n+jL'_n) \sinh \theta'_n \\
 \\
 jC_n \cosh \theta'_n & jC_n \cosh \theta'_n & -jC'_n \cosh \theta'_n & (1-jC'_n) \cosh \theta'_n \\
 -jM_n \sinh \theta'_n & -jM_n \sinh \theta'_n & -(S_n-jL'_n) \sinh \theta'_n & -(D_n-jL'_n) \sinh \theta'_n
 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$C_{12} = k \varepsilon_0 \sqrt{\left(\frac{(W(n) \cdot W'(n))}{(hh')} \right)} \varepsilon_r \varepsilon'_r \quad (II.12)$$

k étant un coefficient de couplage dont la première modélisation [8] a apporté le résultat suivant:

$$k = \frac{1.365}{(q + 1.930)} \quad (II.13)$$

et cela dans le cas d'un couplage maximal à 3 dB en transmission guidée dont le domaine de validité est:

$$0.025 \leq q \leq 10 \quad \text{d'où} \quad 0.114 \leq k \leq 0.698$$

avec: $q = \sqrt{q_1 \cdot q_2}$, $q_1 = W(n)/h$ et $q_2 = w'(n)/h'$

Seulement une deuxième approche a doté ce coefficient de couplage d'un facteur de perte ($1/L_n$), nous aurons donc:

$$k = \varrho \cdot \left(\frac{1}{L_n} \right) \quad (II.14)$$

ϱ étant le ratio d'ouverture et défini par :

$$\varrho = \frac{1}{1+q} \quad (II.15)$$

Mais lorsque q est supérieur à 1, il faut tenir compte de l'effet de bord qui se traduit physiquement par le fait que l'ouverture effective est plus grande que celle définie matériellement.

Nous passons alors aux grandeurs effectives $W_e = W(n) + \Delta W(n)$ avec $\Delta W(n)$ d'après [2].

$$\Delta W(n) = 0.412h \frac{[(\epsilon_r)_e + 0.3] \cdot \left[\frac{W(n)}{h} + 0.262 \right]}{[(\epsilon_r)_e - 0.258] \cdot \left[\frac{W(n)}{h} - 0.813 \right]} \quad (II.16)$$

Et ainsi

$$q_e = q \left[\frac{W(n)_e}{W(n)} \right] \quad (II.17)$$

Pour deux lignes couplées on aura : $q = \sqrt{q_e \cdot q'_e}$ avec q_e et q'_e respectivement les ratios d'ouverture du directeur (D) et de l'antenne plaque (A).

Nous rappelons encore une fois que si $(W(n)/h) < 1$ on a:

$$q = q_e = \frac{1}{1 + \frac{W(n)}{h}} \quad (II.18)$$

Quant au facteur de pertes il est exprimé comme tel :

$$\frac{1}{L_n} = \frac{G_n}{G_n + G'_n + G_0} \quad (II.19)$$

Avec : G_n : conductance du directeur au tronçon n

G'_n : conductance de l'antenne au tronçon n

G_0 : conductance du vide

mais comme :

$$G_n = \frac{G_0 \sqrt{(\epsilon_e)_n}}{F_n} \quad (II.20)$$

On aura donc :

$$\frac{1}{L_n} = \frac{\frac{\sqrt{(\epsilon_e)_n}}{F_n}}{\frac{\sqrt{(\epsilon_e)_n}}{F_n} + \frac{\sqrt{(\epsilon'_e)_n}}{F'_n} + 1} \quad (II.21)$$

Ainsi on obtiendra le coefficient de couplage final :

$$k = \sqrt{\varrho_e \cdot \varrho'_e} \cdot \frac{\frac{\sqrt{(\varepsilon_e)_n}}{F_n}}{\frac{\sqrt{(\varepsilon_e)_n}}{F_n} + \frac{\sqrt{(\varepsilon'_e)_n}}{F'_n} + 1}} \quad (II.22)$$

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

$$R_n = \frac{R_0}{\sqrt{(\varepsilon_e)_n}} \cdot F_n \quad (II.23)$$

Avec R_0 : résistance du vide

$$F_n = \left[\begin{array}{ll} \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{8h}{W(n)} + 0.25 \frac{W(n)}{h} \right] & \text{si } W(n) \leq h \\ \left[\frac{W(n)}{h} 1.393 + 0.667 \log \left[\frac{W(n)}{h} + 1.444 \right] \right]^{-1} & \text{si } W(n) > h \end{array} \right] \quad (II.24)$$

Les constantes d'atténuations α_n et α'_n dans (II.9) et (II.10) prenant en considération le rayonnement s'écrivent:

$$\alpha_n = \frac{4\pi^3}{5} \cdot \frac{R_0}{R_n} \cdot \frac{h^2}{\lambda_0^3} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{en}}} + \frac{\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\varepsilon_{en}} \left[\text{tg} \delta + \frac{ds}{h} \right] \quad (II.25)$$

$$\alpha'_n = \frac{4\pi^3}{5} \cdot \frac{R_0}{R'_n} \cdot \frac{h'^2}{\lambda_0^3} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\varepsilon'_e)_n}} + \frac{\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{(\varepsilon'_e)_n} \left[\text{tg} \delta' + \frac{ds'}{h'} \right] \quad (II.26)$$

ds (ou ds') : épaisseur de pénétration $ds = (\pi f \mu_0 \sigma)^{-1/2}$ et $ds' = (\pi f \mu_0 \sigma')^{-1/2}$

σ et σ' représentant la conductivité du métal

δ ou δ' est la tangente de pertes dans les diélectriques

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

$$(\varepsilon_e)_n = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot G_n \quad (II.27)$$

$$\text{avec } G_n = \begin{cases} \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W(n)} \right]^{-1/2} + 0.04 \left[1 - \frac{W(n)}{h} \right]^2 & \text{pour } \frac{W(n)}{h} \leq 1 \\ \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W(n)} \right]^{-1/2} & \text{pour } \frac{W(n)}{h} > 1 \end{cases} \quad (II.28)$$

de même pour la permittivité relative $(\epsilon'_e)_n$

A l'aide des équations (II.24) et (II.25) nous pouvons réécrire (II.9) et (II.10) ce qui donne :

$$\theta_n = \left[\frac{4\pi^3}{5} \cdot \frac{R_0}{R_n} h_r^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{(\epsilon_e)_n}} + \pi \cdot \sqrt{(\epsilon_e)_n} \left[\text{tg } \delta + \frac{ds}{h_r} \right] + j2\pi \cdot \sqrt{(\epsilon_e)_n} \right] \frac{B}{N} \quad (II.29)$$

$$\theta'_n = \left[\frac{4\pi^3}{5} \cdot \frac{R_0}{R_n} h'_r{}^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{(\epsilon'_e)_n}} + \pi \cdot \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \left[\text{tg } \delta' + ds \frac{'}{h'_r} \right] + j2\pi \cdot \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \right] \frac{B}{N} \quad (II.30)$$

Avec les quantités réduites :

$$h_r = \frac{h}{\lambda_0}, \quad h'_r = h \frac{'}{\lambda_0}, \quad B = \frac{b}{\lambda_0}, \quad Ds = \frac{ds}{\lambda_0} \quad (II.31)$$

Pour une simple matrice de transmission nous aurions eu la matrice $[t_n]$ sous la forme :

$$[t_n] = \begin{bmatrix} \exp^{\theta_n} & 0 \\ 0 & \exp^{-\theta_n} \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

Mais pour deux lignes couplées nous aurons (II.11).

Les distributions de densité de courants de conduction et de polarisation supposés localisés le long de l'axe Ox respectivement pour la tranche "n" de l'antenne plaque (A) et le directeur (D) résultent de ce qui précède et s'expriment de la façon suivante:

$$[Ic(n)]_D = \frac{(V_i)_n - (V_r)_n}{\sqrt{R_n R'_n}} \quad (II.33a)$$

$$[Ic'(n)]_A = \frac{(V'_i)_n - (V'_r)_n}{\sqrt{R_n R'_n}} \quad (II.33b)$$

$$[Ip(n)]_D = j\omega(\epsilon - \epsilon_0)W(n) [(V_i)_n + (V_r)_n] \quad (II.33c)$$

$$[Ip'(n)]_A = j\omega(\epsilon - \epsilon_0)W'(n) [(V'_i)_n + (V'_r)_n] \quad (II.33d)$$

Pour connaître toutes ces grandeurs, il faut au préalable déterminer les ondes incidentes

et réfléchies dans la section "N" apparaissent dans (II.2), soit :

$$\begin{bmatrix} (V_i)_0 \\ (V_r)_0 \\ (V'_i)_0 \\ (V'_r)_0 \end{bmatrix} = [t_1] \cdot [t_2] \dots [t_n] \dots [t_N] \cdot \begin{bmatrix} (V_i)_N \\ (V_r)_N \\ (V'_i)_N \\ (V'_r)_N \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

On utilise les conditions aux limites suivantes :

$$(V_i)_N = (V_r)_N \quad (II.35)$$

$$\frac{(V'_i)_N + (V'_r)_N}{(V'_i)_N - (V'_r)_N} = \frac{R'_n}{\tanh\left[N \cdot \frac{(\omega' - a)}{2} \cdot \frac{\theta'}{b}\right]} \quad (II.36)$$

$$(V_i)_0 = (V_r)_0 \quad (II.37)$$

Les équations (II.35) et (II.37) impliquent que les extrémités du directeur sont ouvertes, (II.36) prend en compte la surface de l'extrémité du patch non couplée.

On choisit le courant d'entrée $[(V'_i)_0 - (V'_r)_0] = \sqrt{R_n R'_n}$ égal à 1 A et à l'aide de (II.35), (II.36) et (II.37) nous avons 8 équations pour déterminer les 8 inconnues inscrites dans (II.32).

Puis, on déduit les autres paramètres d'indice à l'aide de la relation de récurrence (II.38).

$$\begin{bmatrix} (V_i)_n \\ (V_r)_n \\ (V'_i)_n \\ (V'_r)_n \end{bmatrix} = [t_{n+1}] \cdot [t_{n+2}] \dots [t_N] \cdot \begin{bmatrix} (V_i)_N \\ (V_r)_N \\ (V'_i)_N \\ (V'_r)_N \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

Pour déterminer ensuite l'admittance d'entrée, on aura:

$$Y_s = \frac{\tanh\left[N \cdot \frac{(\omega' - a)}{2} \cdot \frac{\theta'}{b}\right]}{R'_n} \quad (II.39)$$

Après cela, connaissant Y_e calculée en (II.5) on aura l'admittance d'entrée Y_E de l'antenne au point E ($y = 0$) :

$$Y_E = Y_e + Y_s \quad (II.40)$$

Pour éviter des calculs supplémentaires, l'admittance Y_E est calculée directement en fonction du coefficient de réflexion Γ $\left(\Gamma = \frac{v_{r0}}{v_{i0}}\right)$ ce qui donne :

$$Y_E = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \cdot [R_1 R_2]^{-1/2} \quad (II.41)$$

Puis $Y_E = Y_e + Y_s$ qu'on transforme en impédance $Z_E = Z_e + Z_s$

Ainsi se présente le coeur de notre logiciel , qui nous fournit en sortie l'impédance d'entrée d'une antenne microruban quelconque en fonction de la fréquence et après tracé sur l'abaque de SMITH , nous pouvons déduire la largeur de bande de cette antenne en déterminant l'intersection entre le tracé de l'impédance et le cercle de rapport d'ondes stationnaires inférieur ou égal à 2.

On aura donc :

$$BF(\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (II.42)$$

où f_1 et f_2 sont les fréquences respectives du premier et du deuxième point d'intersection évoquées précédemment , f_0 étant la moyenne de ces fréquences .

Remarque:

Pour l'antenne plaque isolée, la bande passante sera représentée par le coefficient de surtension Q_r , si ce dernier est supérieur à 25.

Le coefficient de surtension est se déduit de Y_E , donnée par II.41, suivant l'expression suivante [7]:

$$Q_r = \frac{f_r}{2R_e(Y_E)} \cdot \left[\frac{\delta \Im(Y_E)}{\delta f} \right]_{f=f_r} \quad (II.43)$$

II.3 . ALIMENTATION DE L'ANTENNE MICRORUBAN :

Nous disposons de deux modes d'alimentation:

II.3.1 . PAR LIGNE MICRORUBAN :

Une fois que l'impédance d'entrée de l'antenne est déterminée , on se doit de lui rajouter une ligne microruban de longueur l qui permet d'avoir une impédance d'entrée, ramenée à l'extrémité de la ligne, compatible avec une résistance caractéristique classique (50 ou 75 ohm par exemple) pour pouvoir l'alimenter en ayant l'adaptation .

Mais il ne faut pas oublier la correction à apporter au niveau de la jonction entre l'antenne et la ligne microruban car le saut de largeur entre elles est important.

II.3.2 . PAR COAXIAL :

Dans le cas du câble coaxial, il n'est pas nécessaire d'utiliser une ligne adaptante car la sonde du coaxial est directement soudée au point d'alimentation qui est choisi de telle manière que l'impédance caractéristique en ce point soit de 50 ohm (impédance caractéristique du câble coaxial).

Néanmoins, le câble coaxial a aussi un défaut , sa tige centrale de diamètre ϕ plonge sur une longueur h dans le substrat de l'antenne et présente une self inductance L en série avec l'impédance d'entrée de l'antenne d'où:

$$(Z_E)_{réelle} = (Z_E)_{mesurée} - jL\omega \quad (II.43)$$

Mais comme ce problème est très facilement corrigible nous avons préféré l'alimentation par câble coaxiale pour ce qu'elle admet comme facilite d'adaptation .

De toute façon , quelque soit la position du point d'excitation de l'antenne plaque , la bande passante relative à l'impédance calculée en ce point, est constante.

CHAPITRE III :

PRESENTATION DES MODELES

III.1 . ANTENNE MICRORUBAN RECTANGULAIRE ALIMENTEE PAR LE COTE:

Nous allons d'abord adapter la méthode des lignes de transmissions couplées à cette structure d'antenne.

Dans le cas présent les largeurs $W(n)$ et $W'(n)$ respectivement du directeur (D) et de l'antenne (A) sont constantes (fig. III.1).

$$W = b \quad \text{et} \quad W' = b'$$

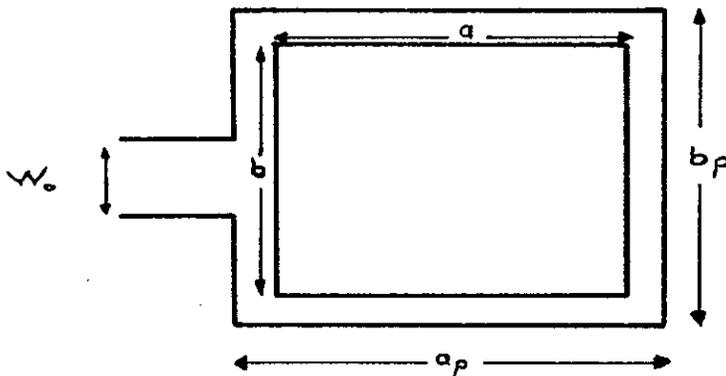


Figure III.1: Antenne microruban rectangulaire alimentée par le coté

Nous avons choisi comme modèle une antenne plaque (A) de dimensions (45.5 x 30.5 x 3.175) mm en polytetrafluorethylene renforcé (PTFE) avec une permittivité $\epsilon'_r = 2.33$ et une tangente de perte $\delta = 0.0015$ et nous lui avons rajouté successivement un jeu de trois directeurs:

(D1): (45.5 x 30.5 x 3.175) mm

(D2): (45.3 x 30.3 x 3.175) mm

(D3): (45.1 x 30.1 x 3.175) mm

dans le même substrat que l'antenne.

III.1.1 . CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE :

D'après (II.36) on déduit Y_S qui est l'admittance ramenée par le tronçon de longueur $(a'-a)/2$ et on aura:

$$Y_S = \frac{\tanh\left[N \cdot \frac{\theta'}{b} \cdot \frac{(a'-a)}{2}\right]}{R'_n} \quad (III.1)$$

L'admittance ramenée au point O étant exprimée par (II.5), on aura l'admittance d'entrée Y_E d'après (II.40).

Nous faisons remarquer que puisque les largeurs sont constantes, les impédances caractéristiques ainsi que les permittivités effectives le sont aussi, on pourrait donc aussi bien ne pas découper en N tronçons élémentaires et considérer une seule matrice $[t]$ de transmission qui serait équivalente à $[t_n]^N$. ($[t_n]$ étant donné par (II.11)). L'expression de la capacitance mutuelle linéique C_{12} se trouvera simplifiée, on aura au lieu de (II.12):

$$C_{12} = k\epsilon_0 \sqrt{\frac{b \cdot b'}{h \cdot h'} \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon'_r} \quad (III.2)$$

k étant donné par (II.22).

Pour la matrice (II.11), le directeur est éliminé lorsque nous posons :

$$h = h' \quad , \quad a = a' \quad , \quad b = b' \quad , \quad \epsilon_r = \epsilon'_r \quad , \quad k = 0 \quad (III.3a)$$

En effet, les coefficients précédents se réduisent aux valeurs suivantes :

$$R_n = R'_n \quad , \quad d_n = 1 \quad , \quad D_n = 1 \quad , \quad S_n = 0 \quad , \quad L_n = C_n = C'_n = L'_n = M_n = 0 \quad (III.3b)$$

La matrice se réduit alors à sa diagonale principale dont les éléments sont égaux à $\exp(\pm\theta_n)$ et $\exp(\pm\theta'_n)$ avec les quantités réduites suivantes :

$$h_r = \frac{h}{\lambda_0} \quad , \quad h'_r = \frac{h'}{\lambda_0} \quad , \quad A = \frac{a}{\lambda_0} \quad (III.4)$$

on a :

$$\theta_n = \left[\frac{4\pi^3}{5} \cdot \frac{R_0}{R_n} \cdot h_r^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{(\epsilon_e)_n}} + \pi \cdot \sqrt{(\epsilon_e)_n} \left[\text{tg } \delta + \frac{ds}{h_r} \right] + j \cdot 2\pi \cdot \sqrt{(\epsilon_e)_n} \right] \cdot \frac{A}{N} \quad (III.5)$$

$$\theta'_n = \left[\frac{4\pi^3}{5} \cdot \frac{R_0}{R'_n} \cdot h_r'^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{(\epsilon'_e)_n}} + \pi \cdot \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \left[\text{tg } \delta' + \frac{ds'}{h_r'} \right] + j \cdot 2\pi \cdot \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \right] \cdot \frac{A}{N} \quad (III.6)$$

Mais comme nous l'avons dit, pour une antenne rectangulaire nous pouvons prendre $N = 1$ et $R_n, R'_n, (\epsilon_e)_n$ et $(\epsilon'_e)_n$ constants, d'où:

$$\theta_n = \left[\frac{4\pi^3}{5} \cdot \frac{R_0}{R_n} \cdot h_r^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{(\epsilon_e)_n}} + \pi \cdot \sqrt{(\epsilon_e)_n} \left[\text{tg } \delta + \frac{ds}{h_r} \right] + j \cdot 2\pi \cdot \sqrt{(\epsilon_e)_n} \right] \cdot A \quad (III.7)$$

$$\theta'_n = \left[\frac{4\pi^3}{5} \cdot \frac{R_0}{R'_n} \cdot h_r'^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{(\epsilon'_e)_n}} + \pi \cdot \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \left[\text{tg } \delta' + \frac{ds'}{h_r'} \right] + j \cdot 2\pi \cdot \sqrt{(\epsilon'_e)_n} \right] \cdot A \quad (III.8)$$

III.1.2 . PRESENTATION DES RESULTATS :

III.1.2.1 . Antenne plaque rectangulaire isolée :

Avant de passer à l'étude de l'antenne plaque avec directeur, il est logique de présenter les résultats pour l'antenne plaque isolée puis de comparer. Comme nous l'avons expliqué précédemment, le directeur est éliminé lorsque nous posons pour la matrice (II.11) les conditions (III.3a).

Pour notre modèle, nous retrouvons la bande passante donnée par [6] à quelques pourcents près qui sont dûs à la correction inductive qu'on doit apporter au modèle pratique pour équilibrer la self inductance amenée par la tige centrale du coaxial car les mesures présentées dans [6] sont expérimentales.

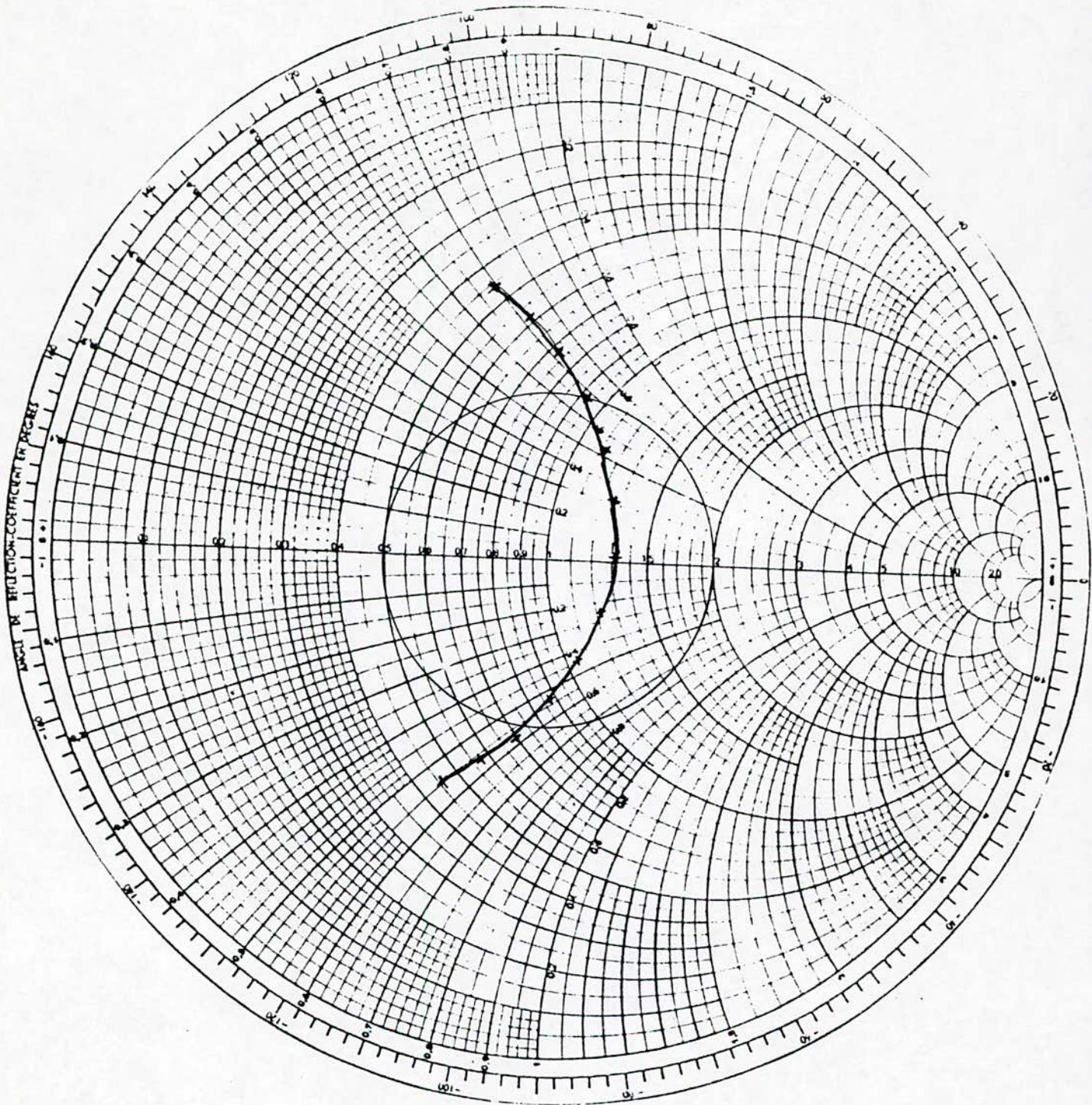
Le modèle considéré ($a = 45.5$ mm, $b = 30.5$ mm avec $h = 3.175$ mm) donne, après simulation, une fréquence f_r de résonance de 2.26 GHz et la bande passante est de 3.080 % au lieu de 4.083 % .

Mais, après adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation d'impédance caractéristique Z_0 , on aura une fréquence de résonance f_r ,

de 2.23 GHz et une bande passante de 2.95 % (fig. III.2 et III.3).

III.1.2.2 . Antenne plaque rectangulaire avec directeur :

Nous allons, maintenant, étudier l'effet du directeur sur les caractéristiques de l'antenne, en particulier la bande passante.



IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE ISOLEE

$a_p = 45.5 \text{ mm}$, $b_p = 30.5 \text{ mm}$

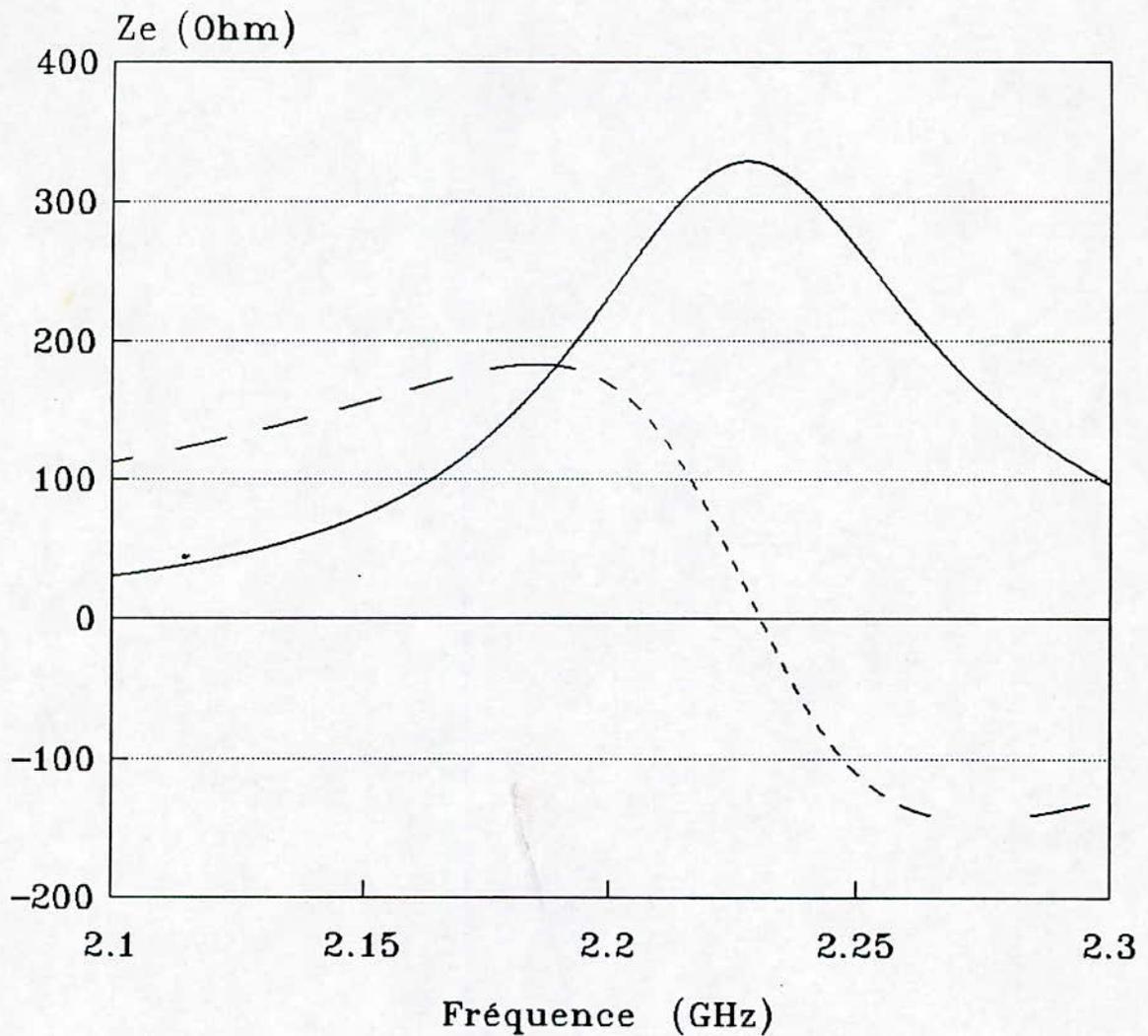
$Z_0 = 253$, $N = 1$, $h' = 3.175 \text{ mm}$, $\epsilon_r' = 2.33$

$f_r = 2.23 \text{ GHz}$, $B_p = 2.95 \%$

Figure III.2

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne rectangulaire sans directeur , alimentée par le coté



— REEL - - - - IMAGINAIRE

Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

figure III.3

Pour cela nous allons étudier l'évolution de l'impédance d'entrée Y_E donnée par (II.40) en fonction de la fréquence, ainsi que la bande passante, et cela pour les trois directeurs évoqués plus haut ((D1), (D2), (D3)) pour une antenne (A) fixée.

Les figures III.4, III.5 et III.6 montrent l'impédance d'entrée $Z_E = 1/Y_E$ alors que les courbes des figures III.7, III.8 et III.9 donnent les parties réelles et imaginaires de Z_e .

L'impédance de normalisation Z_0 est choisie de telle manière que la boucle obtenue sur l'abaque de SMITH soit centrée sur l'axe des réelles.

Pour un meilleur tracé de la courbe cette impédance Z_0 obéit à certaines règles (voir annexe B).

Nous rappelons que pour ce modèle, nous avons utilisé l'alimentation par ligne microruban, tout en tenant compte des perturbations engendrées lors du passage de l'antenne à la ligne d'alimentation, car à cet instant il y a un saut brusque en largeur.

Cette discontinuité est modélisée par un circuit en T comportant deux inductances et une capacité (fig. III.10) données par les formules suivantes:

$$\frac{C_s}{\sqrt{W_0 b'}} (pF/m) = (4.386 \cdot \ln \epsilon_r + 2.33) \cdot \frac{b'}{W_0} - 5.472 \cdot \ln \epsilon_r - 3.17 \quad \text{pour } \epsilon_r \leq 10, \quad 1.5 < b'/W_0 < 3.5 \quad (\text{III.9a})$$

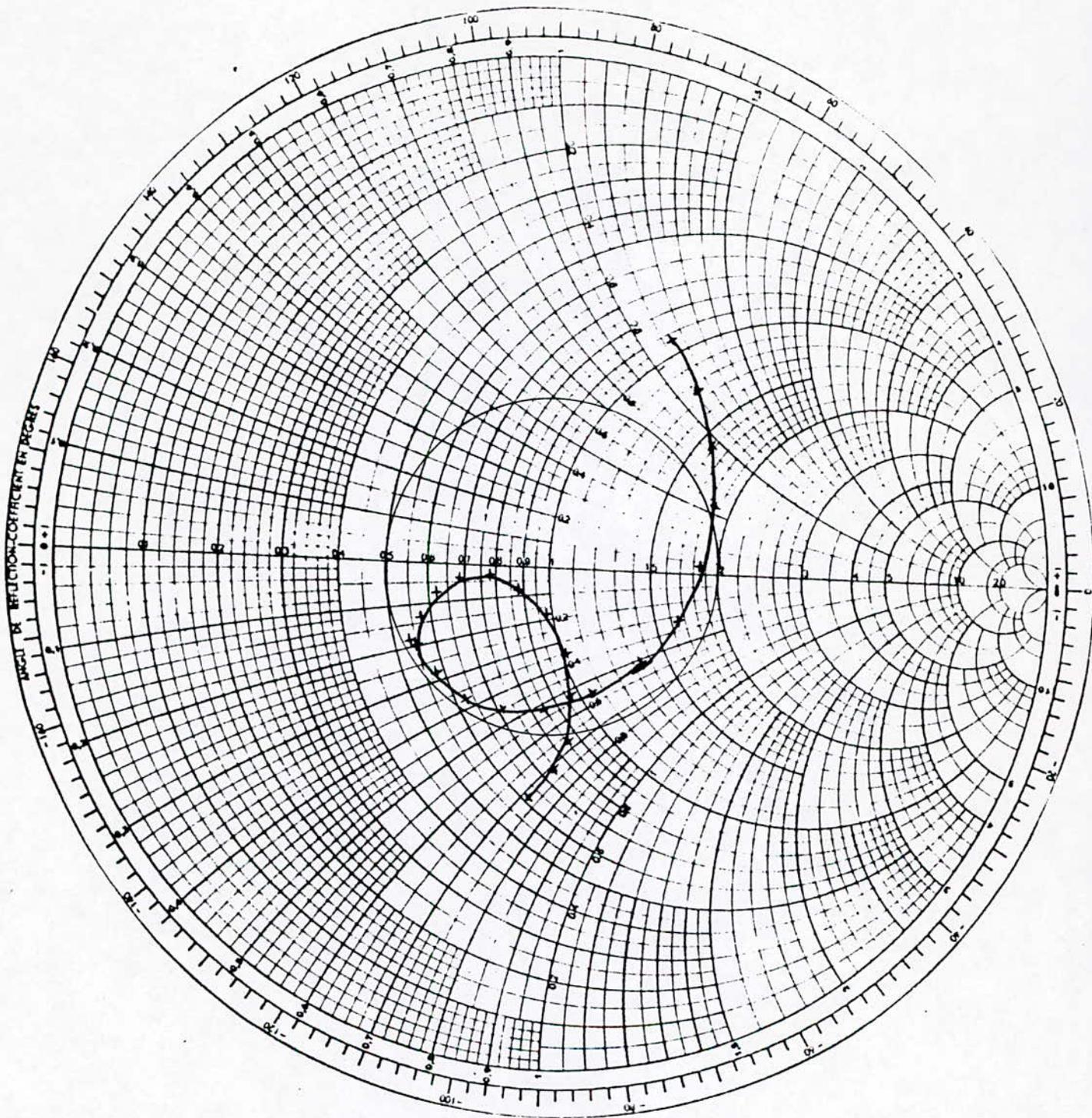
$$\frac{C_s}{\sqrt{W_0 b'}} (pF/m) = 56.46 \cdot \ln \left(\frac{b'}{W_0} \right) - 44 \quad \text{pour } \epsilon_r = 9.6, \quad 3.5 < b'/W_0 < 10 \quad (\text{III.9b})$$

Le pourcentage d'erreur pour (III.9a) est inférieur à 10 % alors que pour (III.9b) il est d'environ 0.5 %.

Quant aux inductances, elles sont données par :

$$L_1 = \frac{L_{W_0}}{L_{W_0} + L_{b'}} L_S \quad (\text{III.10a})$$

$$L_2 = \frac{L_{b'}}{L_{W_0} + L_{b'}} L_S \quad (\text{III.10b})$$



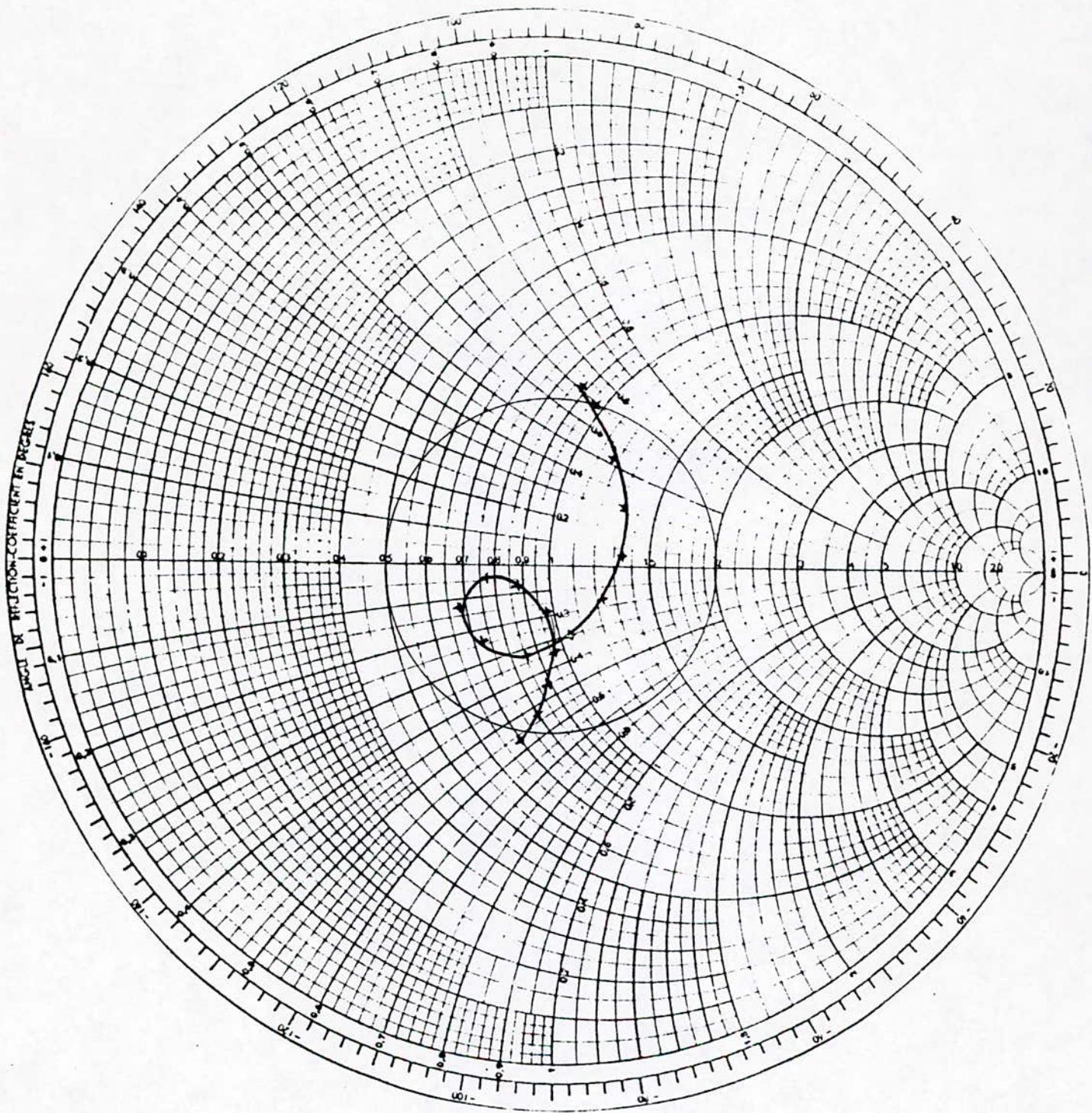
IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE AVEC DIRECTEUR

$a_p = 45.5 \text{ mm}$, $b_p = 30.5 \text{ mm}$, $a = 45.5 \text{ mm}$, $b = 30.5 \text{ mm}$

$Z_0 = 133$, $N = 1$, $h = h' = 3.175 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$

$f_{r1} = 2.102 \text{ GHz}$, $f_0 = 2.180$, $B_p = 8.12 \%$

Figure III.4



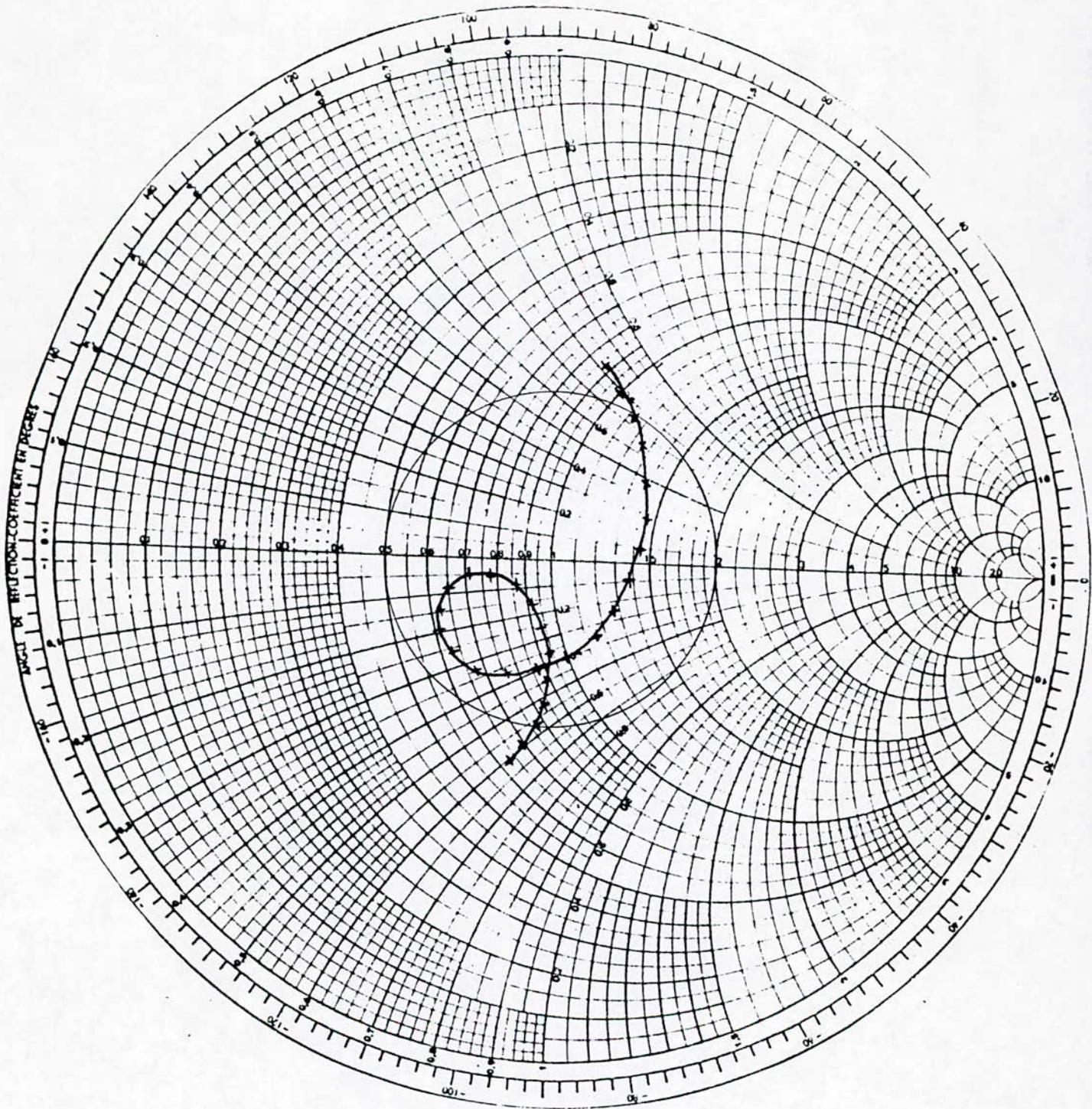
IMPEDANCE D'ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE AVEC DIRECTEUR

$a_p = 45.5 \text{ mm}$, $b_p = 30.5 \text{ mm}$, $a = 45.3 \text{ mm}$, $b = 30.3 \text{ mm}$

$Z_0 = 73$, $N = 1$, $h = h' = 3.175 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$

$f_{r1} = 2.106 \text{ GHz}$, $f_0 = 2.181$, $B_p = 13.66 \%$

Figure III.5



IMPEDANCE D'ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE AVEC DIRECTEUR

$$a_p = 45.5 \text{ mm}, \quad b_p = 30.5 \text{ mm}, \quad a = 45.1 \text{ mm}, \quad b = 30.1 \text{ mm}$$

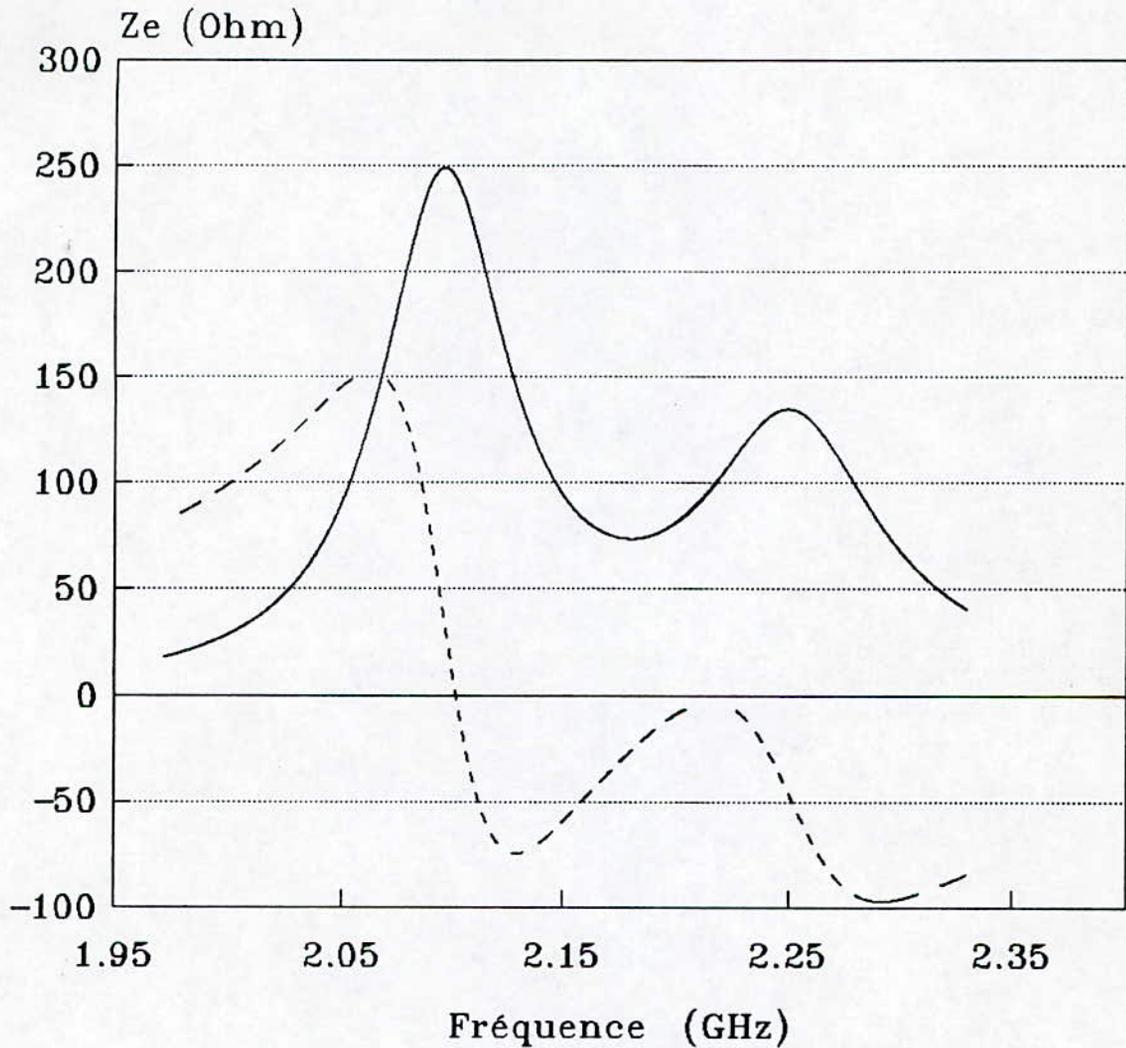
$$Z_0 = 97, \quad N = 1, \quad h = h' = 3.175 \text{ mm}, \quad \epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$$

$$f_{r1} = 2.114 \text{ GHz}, \quad f_0 = 2.190, \quad B_p = 10.96 \%$$

Figure III.6

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne rectangulaire avec
directeur , alimentée par le coté



— REEL - - - IMAGINAIRE

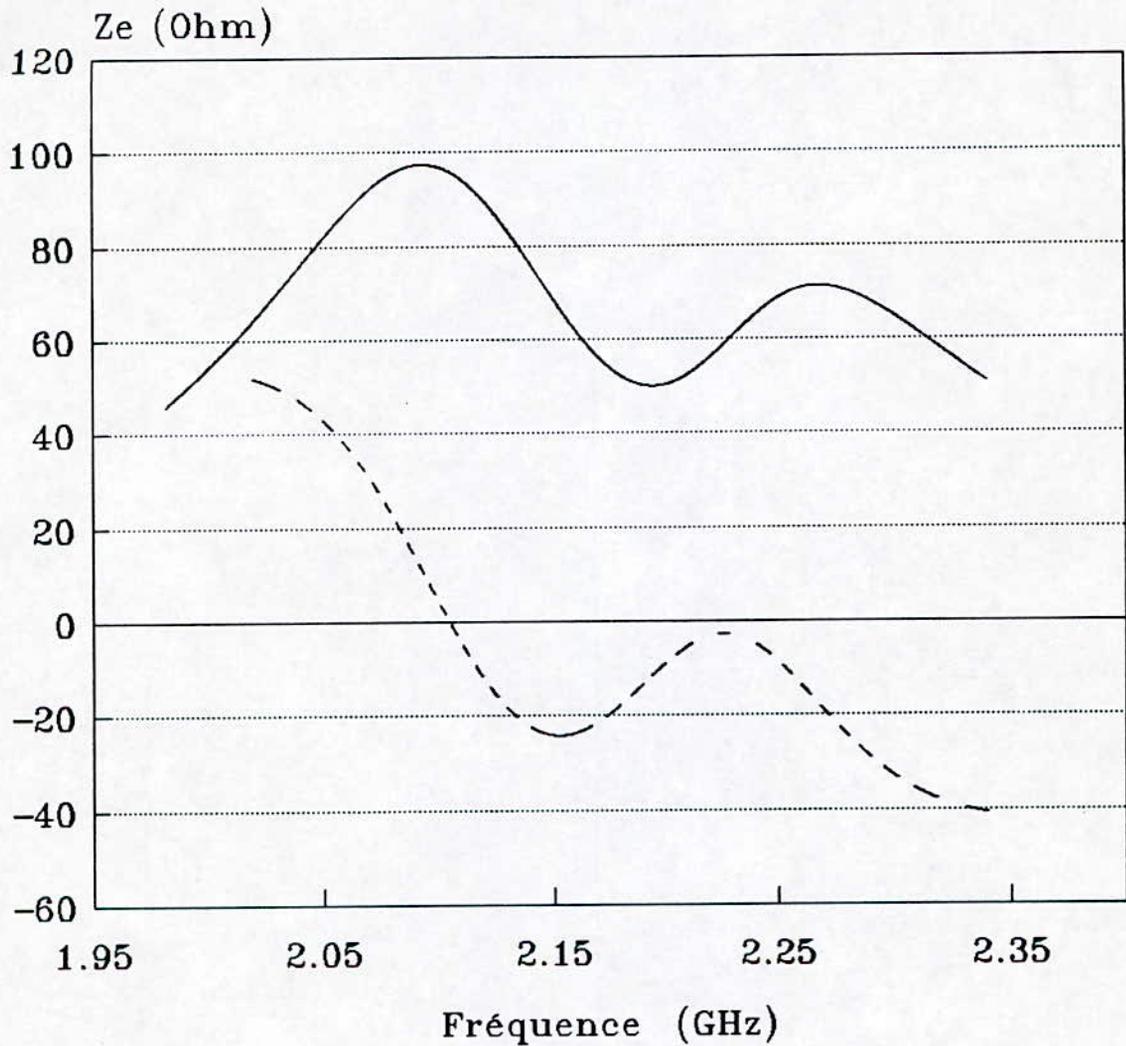
Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

45.5 x 30.5 x 3.175 mm (directeur)

figure III.7

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne rectangulaire avec
directeur , alimentée par le coté



— REEL ---- IMAGINAIRE

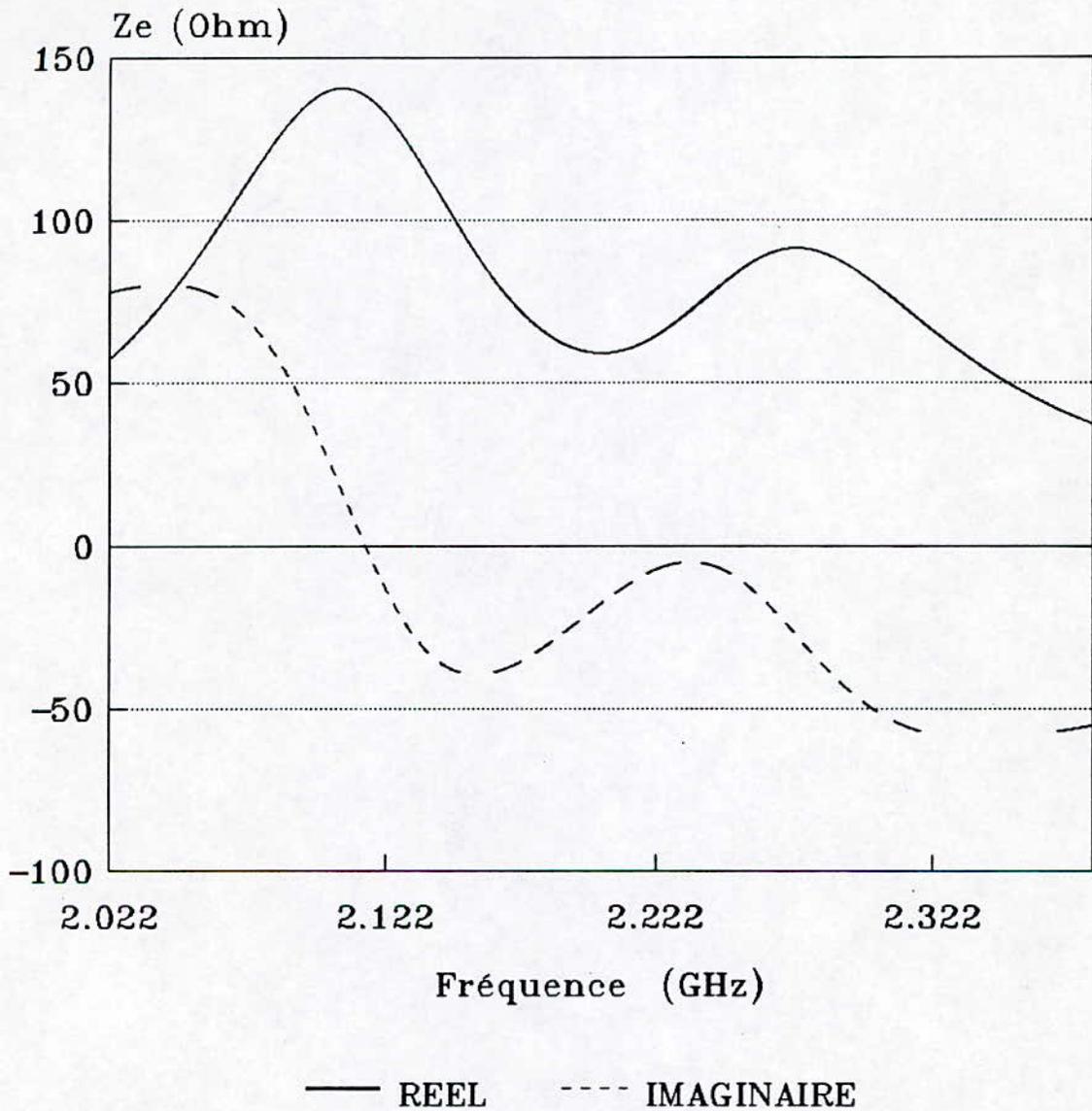
Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

45.3 x 30.3 x 3.175 mm (directeur)

figure III.8

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne rectangulaire avec
directeur , alimentée par le coté



Dim: 40.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

45.1 x 30.1 x 3.175 mm (directeur)

figure III.9

L_{W_0} et $L_{b'}$: inductances par unité de longueur des lignes microrubans de largeurs respectives W_0 et b'

$$L_{W_0} = \frac{Z_0 \sqrt{(\epsilon_r)_e}}{c} \quad (H/m) \quad (III.11)$$

où $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

et enfin L_S est donnée par [5] :

$$\frac{L_S}{h} \text{ (nH/m)} = 40.5 \cdot \left[\frac{b'}{W_0} - 1 \right] - 32.57 \cdot \ln \frac{b'}{W_0} + 0.2 \cdot \left[\frac{b'}{W_0} - 1 \right]^2 \quad (III.12)$$

Cette équation a une erreur de moins de 5 % pour $(b'/W_0) \leq 5$ et $(W_0/h) = 1$

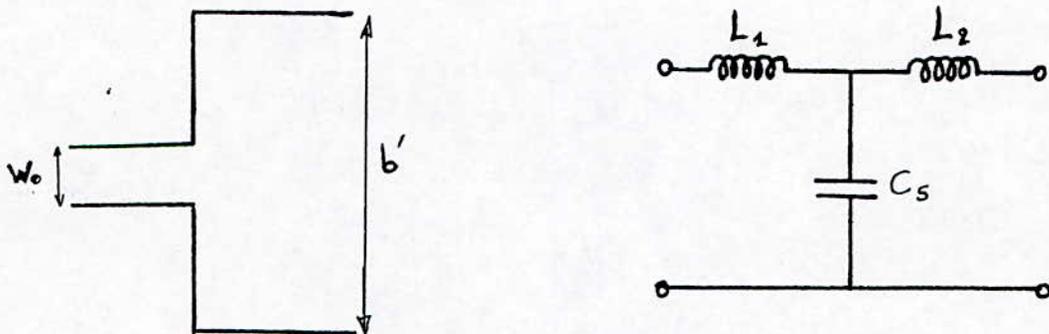


Figure III.10 : Modélisation du saut en largeur

Dans notre cas nous n'avons pris en compte que la capacité [6] d'où la nouvelle formule pour l'impédance d'entrée

$$Y_E = Y_e + Y_S + jC_S \omega \quad (III.13)$$

Il est évident que la largeur W_0 de la ligne d'alimentation est choisie de manière à avoir une impédance caractéristique de ligne adaptée à l'antenne.

III.1.2.3 . Interprétation des résultats :

Le tableau I montre en fonction du rapport $(a' - a)/a$, exprimé en pourcent, l'évolution de la bande passante ainsi que Z_E impédance à l'entrée de l'antenne.

Tableau I: Variation des paramètres f_0 , $(Z_E)_{\max}$, Bp (%), Z_0 en fonction du rapport $[(a_p - a)/a_p]$.

Dimensions de l'antenne : 45.5 mm x 30.5 mm

$H = H' = 3.175$ mm, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$, $N = 1$

Z_E est calculée pour $(R_E)_{\max}$

a (mm)	b (mm)	$(\Delta a)/a$ (%)	f_0 (GHz)	Z_E (Ω)	Bp (%)	Figures	Z_0 (Ω)	f_r (GHz)
45.5	30.5	0.00	2.180	$249.50 + j34.22$	8.12	III.4 et III.7	133	2.102
45.3	30.3	0.44	2.181	$97.38 + j10.29$	13.66	III.5 et III.8	73	2.106
45.1	30.1	0.88	2.190	$140.60 + j16.71$	10.96	III.6 et III.9	97	2.114

$$f_0: \text{fréquence centrale} = (f_m + f_M)/2$$

Z_0 = impédance de normalisation.

Nous remarquons que la bande passante augmente un premier temps vers un système à large bande optimal puis décroît de plus en plus jusqu'à atteindre le cas où l'antenne présente deux bandes étroites de fonctionnement autour de deux fréquences distinctes.

La fréquence de résonance augmente lorsque les dimensions du directeur diminuent, ce qui concorde avec d'autres expériences ([3],[4] et [8]), alors que la boucle comme en le voit sur les figures III.4, III.5, III.6 et III.11 tend vers les réactances négatives et à une certaine

dimension du directeur on observera la boucle sortir du cercle de $TOS \leq 2$, puis y revenir : on aura alors un système bifréquence. Dans le cas présent cela pourrait se produire pour des dimensions du directeur légèrement inférieur à (45 x 30)mm et cela car pour le modèle (45.1 x 30.1)mm la boucle est déjà proche de la limite du cercle.

Etudions maintenant l'évolution de la bande passante en fonction d'autres paramètres:

a-Influence de la constante diélectrique :

Prenons comme modèle le système bicouche de dimensions directeur (45.3 x 30.3 x 3.175)mm et faisons varier sa constante diélectrique. Les résultats de cette étude sont reportés dans le tableau II et, comme on le remarque, l'impédance d'entrée croît avec l'augmentation de la constante diélectrique, alors que la bande passante et la fréquence de résonance diminuent (fig III.11, III.5, III.12 pour les abaques de SMITH correspondants et fig III.13, III.6 et III.14 pour les courbes des impédances d'entrée). Ces résultats sont confirmés par comparaison avec d'autres études [9].

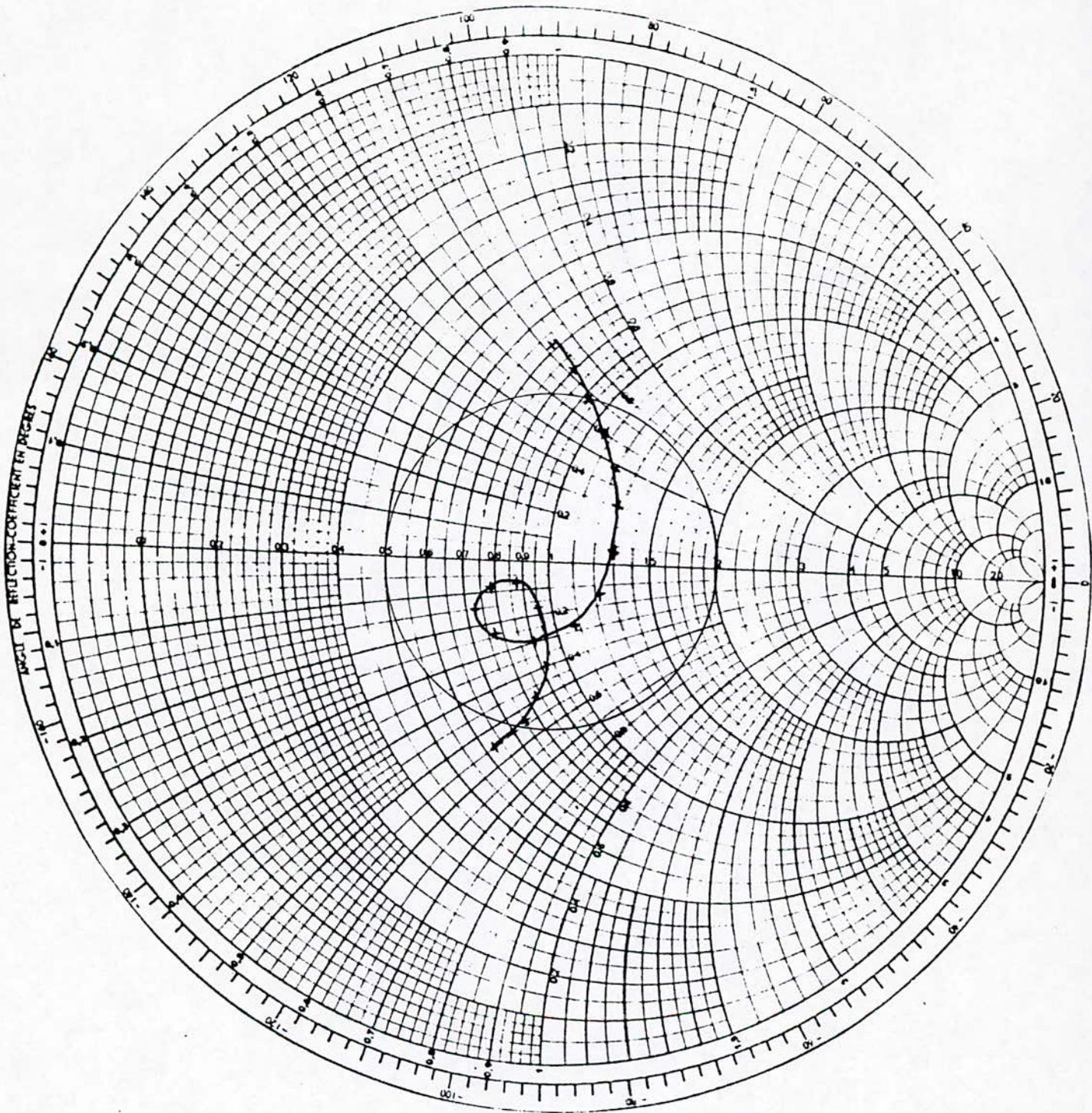
Tableau II: Variation de la bande passante en fonction de la constante diélectrique

Dimensions de l'antenne :45.5 mm x 30.5 mm

Dimensions du directeur :45.3 mm x 30.3 mm

H = H' = 3.175 mm

ϵ_r	$f_r(\text{GHz})$	$f_0(\text{GHz})$	$(Z_E)_{\max}(\Omega)$	$Z_0(\Omega)$	B%	figures
2.17	2.176	2.253	94.39 + j11.26	72	14.29	III.11 et III.13
2.33	2.106	2.181	97.38 + j10.29	73	13.66	III.5 et III.8
2.55	2.018	2.092	101.30 + j11.28	74	13.19	III.12 et III.14



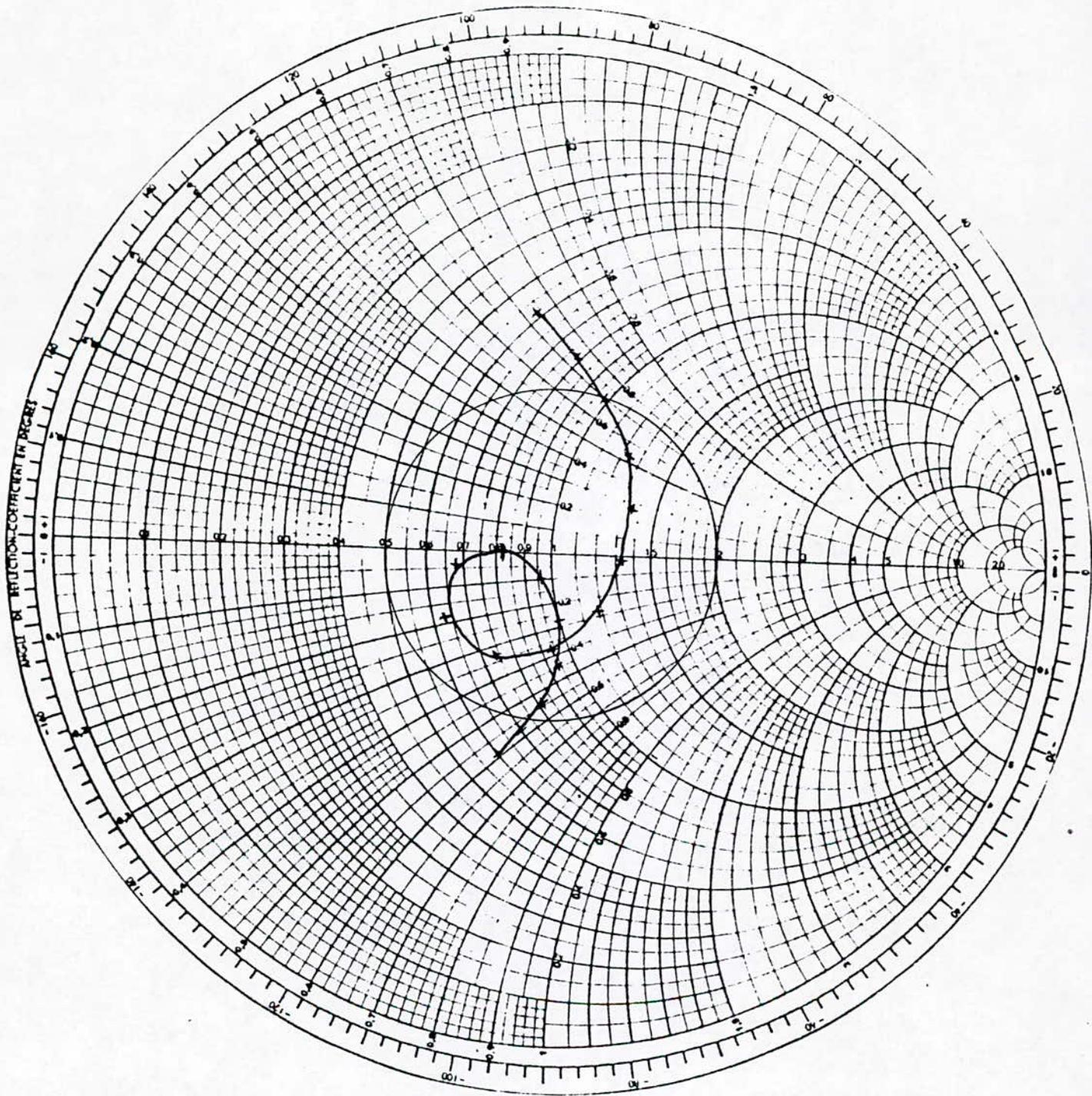
IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE AVEC DIRECTEUR

$a_p = 45.5 \text{ mm}$, $b_p = 30.5 \text{ mm}$, $a = 45.3 \text{ mm}$, $b = 30.3 \text{ mm}$

$Z_0 = 72$, $N = 1$, $h = h' = 3.175 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.17$

$f_{r1} = 2.176 \text{ GHz}$, $f_0 = 2.253$, $B_p = 14.29 \%$

Figure III.11



IMPEDANCE D'ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE AVEC DIRECTEUR

$$a_p = 45.5 \text{ mm}, \quad b_p = 30.5 \text{ mm}, \quad a = 45.3 \text{ mm}, \quad b = 30.3 \text{ mm}$$

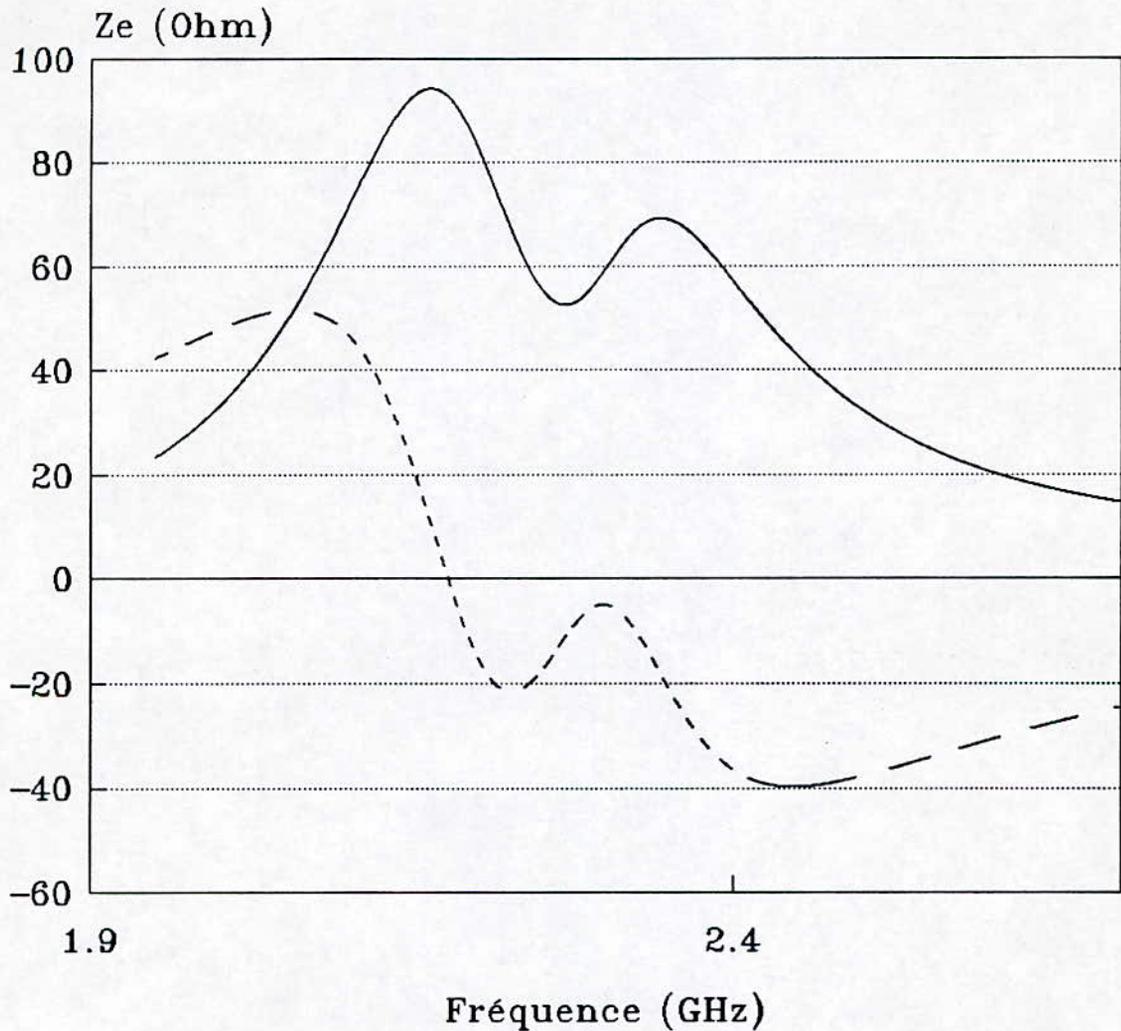
$$Z_0 = 74, \quad N = 1, \quad h = h' = 3.175 \text{ mm}, \quad \epsilon_r = \epsilon_r' = 2.55$$

$$f_{r1} = 2.018 \text{ GHz}, \quad f_0 = 2.092, \quad B_p = 13.19 \%$$

Figure III.12

IMPEDANCE D'ENTREE

Influence de la constante diélectrique
 $\epsilon_r=2.17$



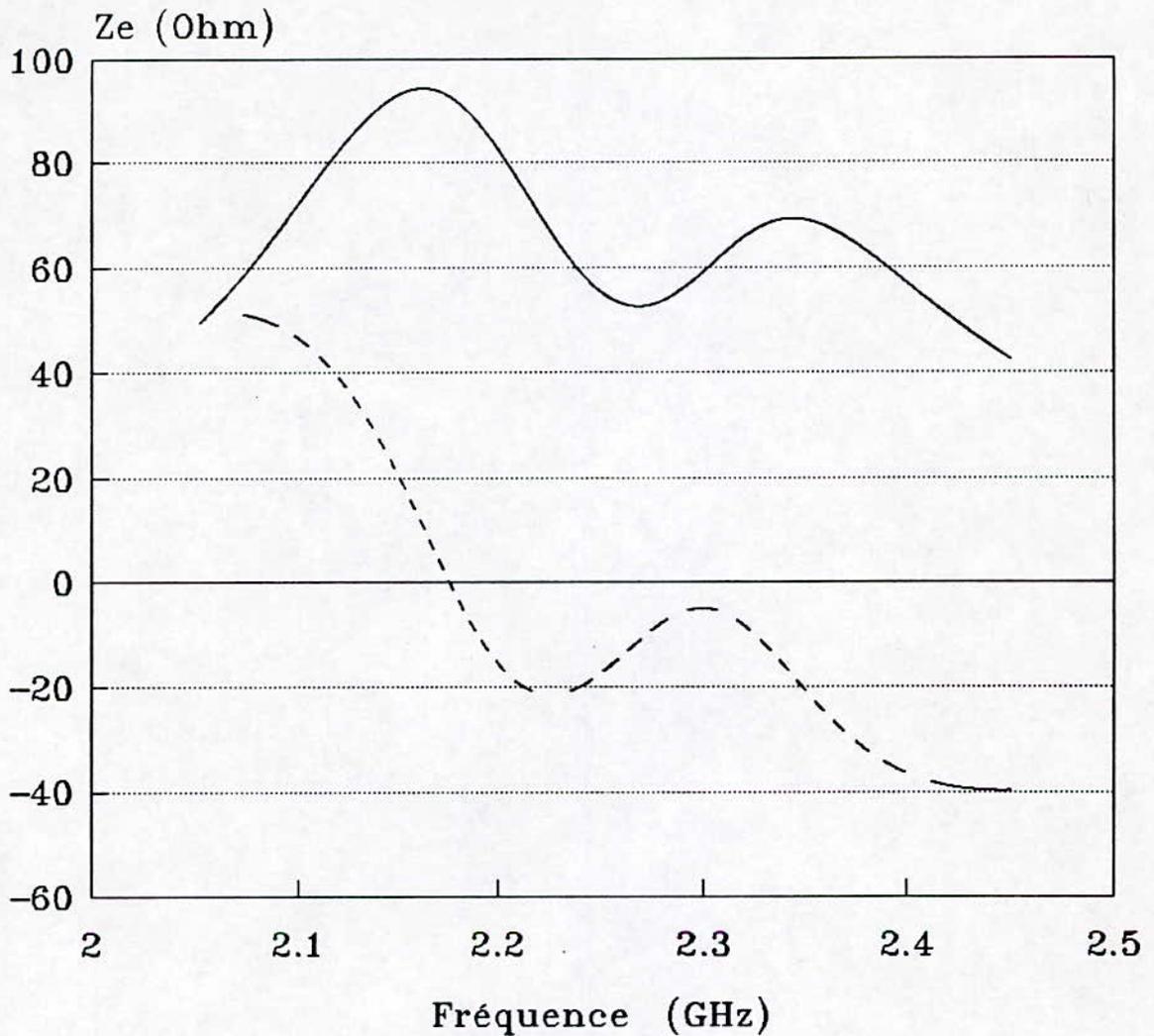
— REEL - - - IMAGINAIRE

Dim : 45.5 x 30.5 mm (antenne)
45.3 x 30.3 mm (directeur)

figure III.13

IMPEDANCE D'ENTREE

Influence de la constante dielectrique
 $\epsilon_r = 2.55$



— REEL - - - IMAGINAIRE

Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

45.3 x 30.3 x 3.175 mm (directeur)

figure III.14

b-Influence de l'épaisseur du substrat :

Pour déterminer l'influence de l'épaisseur du substrat, reprenons le modèle précédent avec des dimensions du directeur de 45.3 x 30.3 mais avec des épaisseurs $h=h'=1.6$ mm et comparons avec le modèle des figures III.5 et III.8 avec $h=h'=3.175$ mm. Les résultats sont résumés dans le tableau III.

Tableau III : Variation de la bande passante en fonction de l'épaisseur du substrat .

Dimensions de l'antenne : 45.5 mm x 30.5 mm

Dimension du directeur : 45.3 mm x 30.3 mm

$$\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$$

$h = h'$	$f_r(\text{GHz})$	$f_0(\text{GHz})$	$(Z_E)_{\max}(\Omega)$	$Z_0(\Omega)$	$B\%$	figures
1.600	2.134	2.176	$67.18 + j6.81$	53	9.74	III.15 et III.16
3.175	2.106	2.181	$97.38 + j10.29$	73	13.66	III.5 et III.8

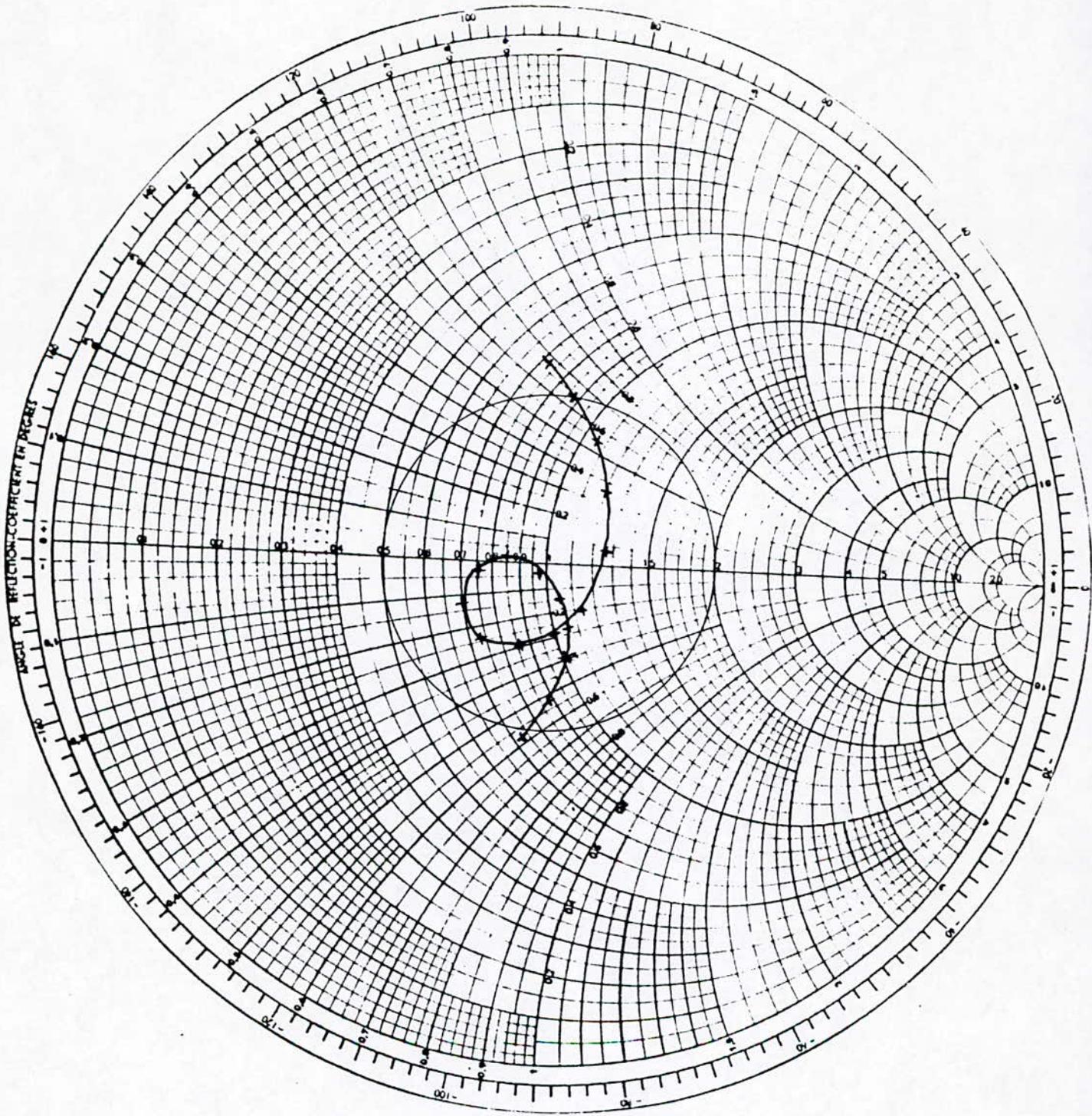
La bande passante augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat, nous avons pris $h=h'=1.6$ (fig. III.15 et III.16) pour voir la tendance générale de la bande passante, mais nous aurions pu ne faire varier qu'une des épaisseurs; le résultat aurait été le même. On observe aussi une augmentation de l'impédance d'entrée mais une diminution de la fréquence de résonance avec l'augmentation de l'épaisseur du diélectrique.

C-influence des dimensions de l'antenne :

Pour déterminer l'influence de l'épaisseur du substrat, reprenons le modèle bicouche précédent bicouche mais avec des épaisseurs $h = h'$

d-Influence de la position du point d'excitation :

Comme nous l'avons déjà précisé, la bande passante et la fréquence de résonance sont pratiquement indépendantes de la position du point d'excitation.



IMPEDANCE D'ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE AVEC DIRECTEUR

$a_p = 45.5 \text{ mm}$, $b_p = 30.5 \text{ mm}$, $a = 45.3 \text{ mm}$, $b = 30.3 \text{ mm}$

$Z_0 = 53$, $N = 1$, $h = h' = 1.6 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$

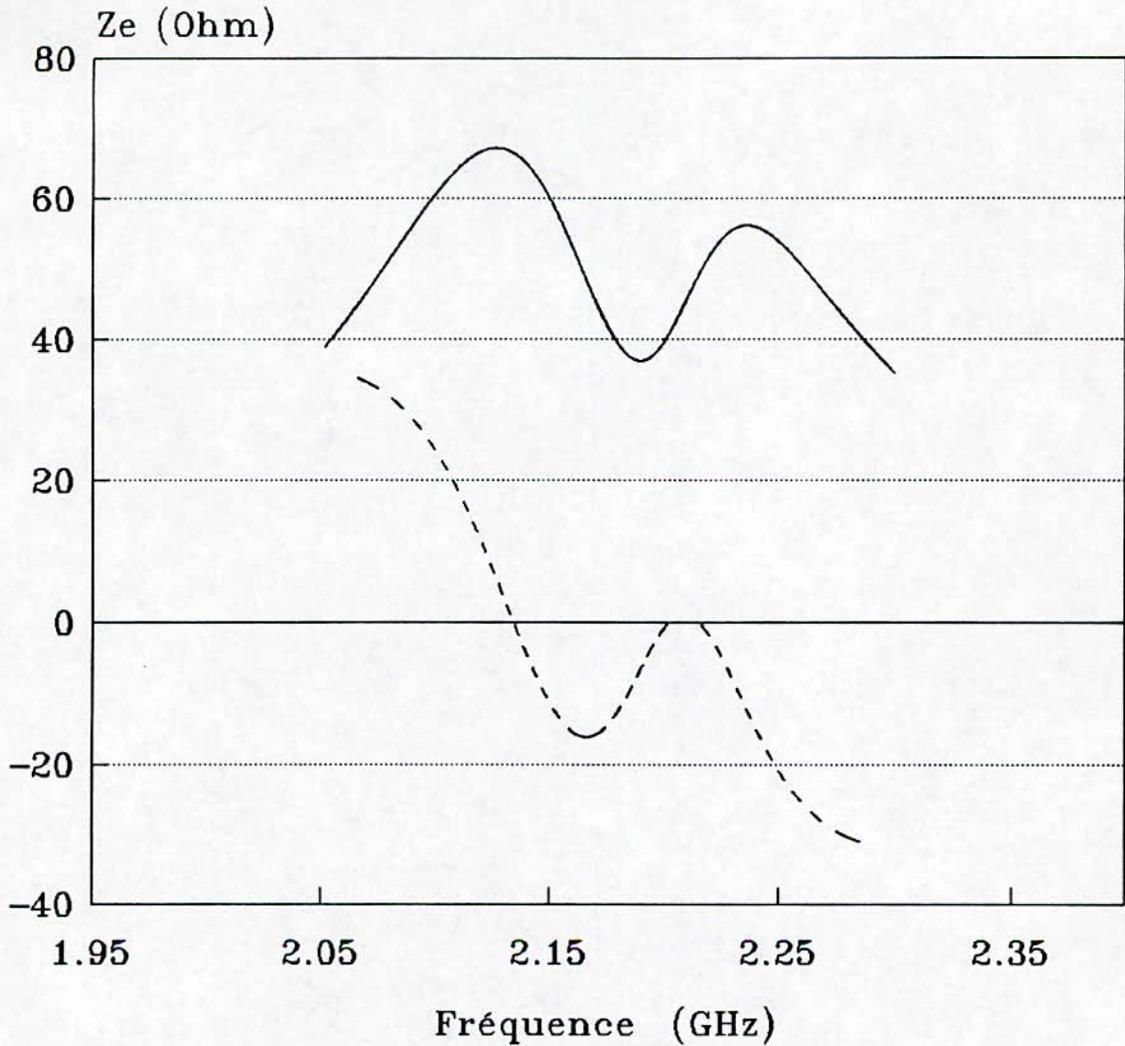
$f_{r1} = 2.134 \text{ GHz}$, $f_0 = 2.176$, $B_p = 9.74 \%$

Figure III.15

IMPEDANCE D'ENTREE

Influence de l'épaisseur diélectrique

$$h = h' = 1.6 \text{ mm}$$



— REEL - - - - IMAGINAIRE

Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

45.3 x 30.3 x 3.175 mm (directeur)

figure III.16

Ce dernier est donc essentiellement choisi à des fins d'adaptation.

Les points ci-dessus sont valables pour toutes les antennes microrubans et donc pour les modèles que nous allons présenter dans la suite de notre étude.

III.2 . ANTENNE MICRORUBAN RECTANGULAIRE ALIMENTEE PAR LE COIN :

On reprend le modèle précédent (45.5x30.5x3.175) mm mais alimenté par le coin (fig. III.16) ainsi qu'un jeu de trois directeurs de dimensions respectives :

(D1) : (40.5 x 30.5) mm

(D2) : (40.3 x 30.3) mm et d'épaisseur 3.175 mm

(D3) : (40.1 x 30.1) mm

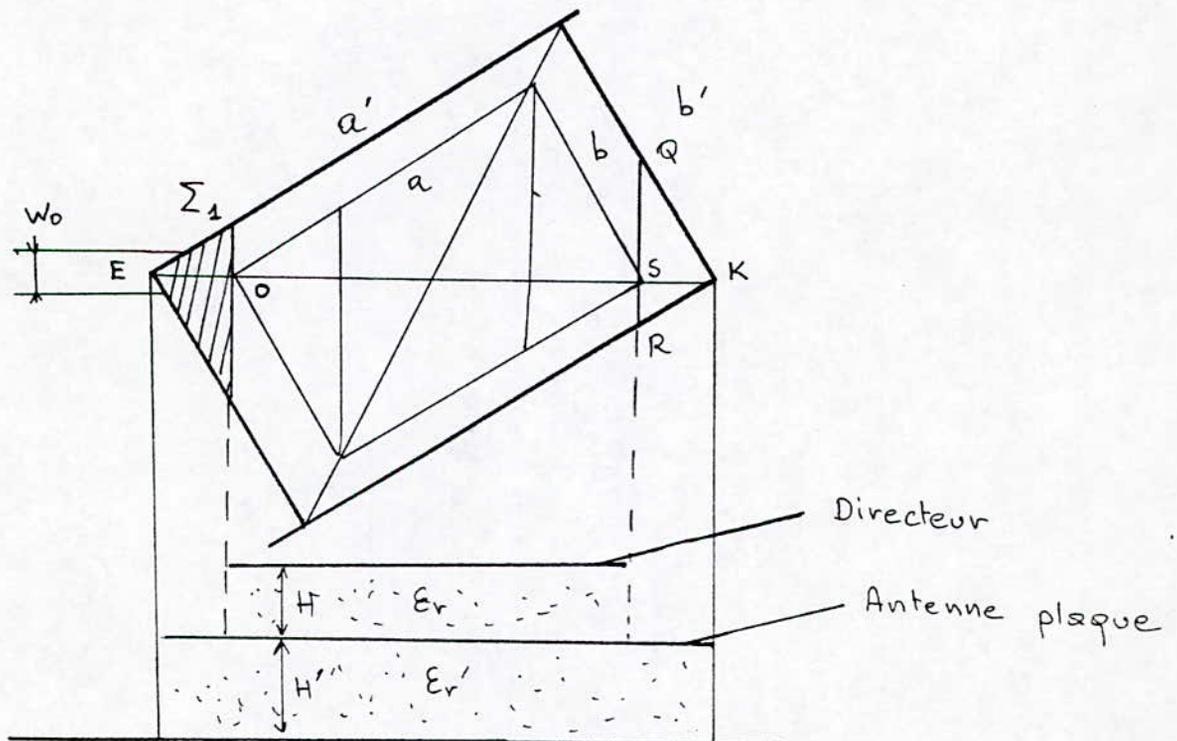


Figure III.17 : Antenne microruban alimentée par le coin

III.2.1 . CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE :

Dans ce cas la largeur n n'est plus constante et sera égale à (fig. III.16) : [4]

$$W_j = X_j \frac{c^2}{ab} = \frac{c^3}{ab} \cdot \frac{(2j-1)}{2N} \quad j = 1, N/2 \quad (III.14)$$

de plus

$$W_{N-j} = W_{j+1} = \frac{c^3}{ab} \cdot \frac{(2j+1)}{2N} \quad (III.15)$$

on a :

$$w'_j = W_j + \overline{QR} = \left[X_j + \frac{c'-c}{2} \right] \cdot \frac{c'^2}{a'b'} \quad (III.16)$$

Seulement, ces relations ne s'appliquent que si $W_n \leq (bc)/a$ et $W'_n \leq (b'c')/a'$

Pour $W_n > (bc)/a$ on a $W_n = b/\cos \alpha$

Pour $W'_n > (b'c')/a'$ on a $W'_n = b'/\cos \alpha$

$$\overline{QR} = \left[\frac{a'}{b'} + \frac{b'}{a'} \right] \left[\frac{c'-c}{2} \right] \quad (III.17)$$

et l'aire de la partie non couplée est

$$\Sigma = \overline{QR} \cdot \frac{SK}{2} = \frac{c'^2}{4a'b'} [c' - c]^2$$

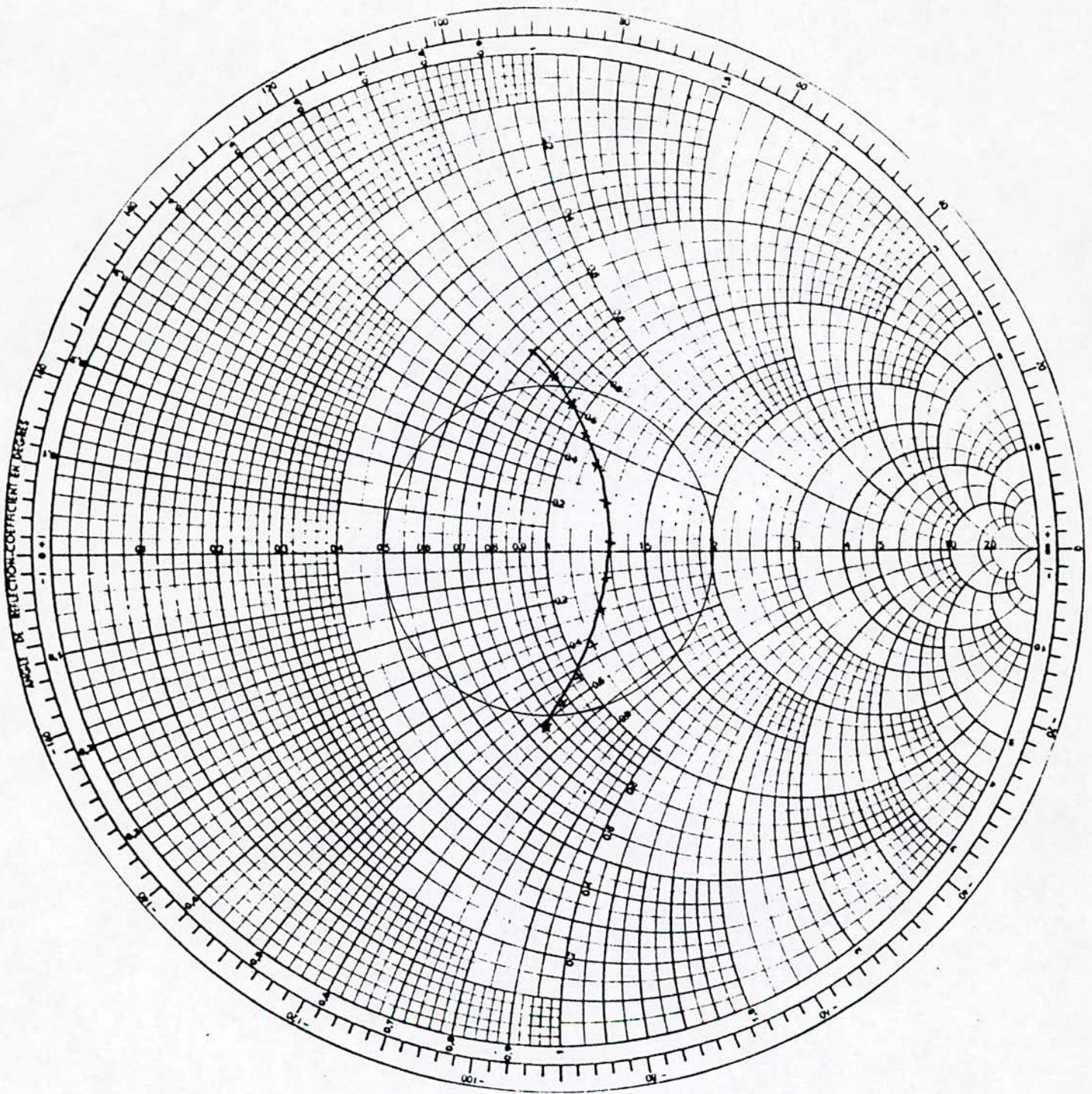
L'admittance Y_S sera alors égale à :

$$Y_S = j\omega\epsilon_0(\epsilon'_r)_e \frac{\Sigma}{h} \quad (III.18)$$

$$\text{avec } (\epsilon'_r)_e = \frac{\epsilon'_r + 1}{2} + \frac{\epsilon'_r - 1}{2} \cdot G_n \quad (III.19)$$

$$G_n = \left[\begin{array}{l} \left[1 + 24 \cdot \frac{h'}{QR} \right]^{-1/2} + 0.04 \left[1 - \frac{QR}{h'} \right]^2 \quad \text{pour } \frac{\overline{QR}}{2h'} < 1 \\ \left[1 + 12 \cdot \frac{h'}{QR} \right]^{-1/2} \quad \text{pour } \frac{\overline{QR}}{2h'} > 1 \end{array} \right] \quad (III.20)$$

Après cela toutes les formules de la méthode de la ligne de transmission restent valables.



IMPEDANCE D'ENTREE THEORIQUE DE L'ANTENNE PLAQUE ISOLEE

$a_p = 45.5 \text{ mm}$, $b_p = 30.5 \text{ mm}$

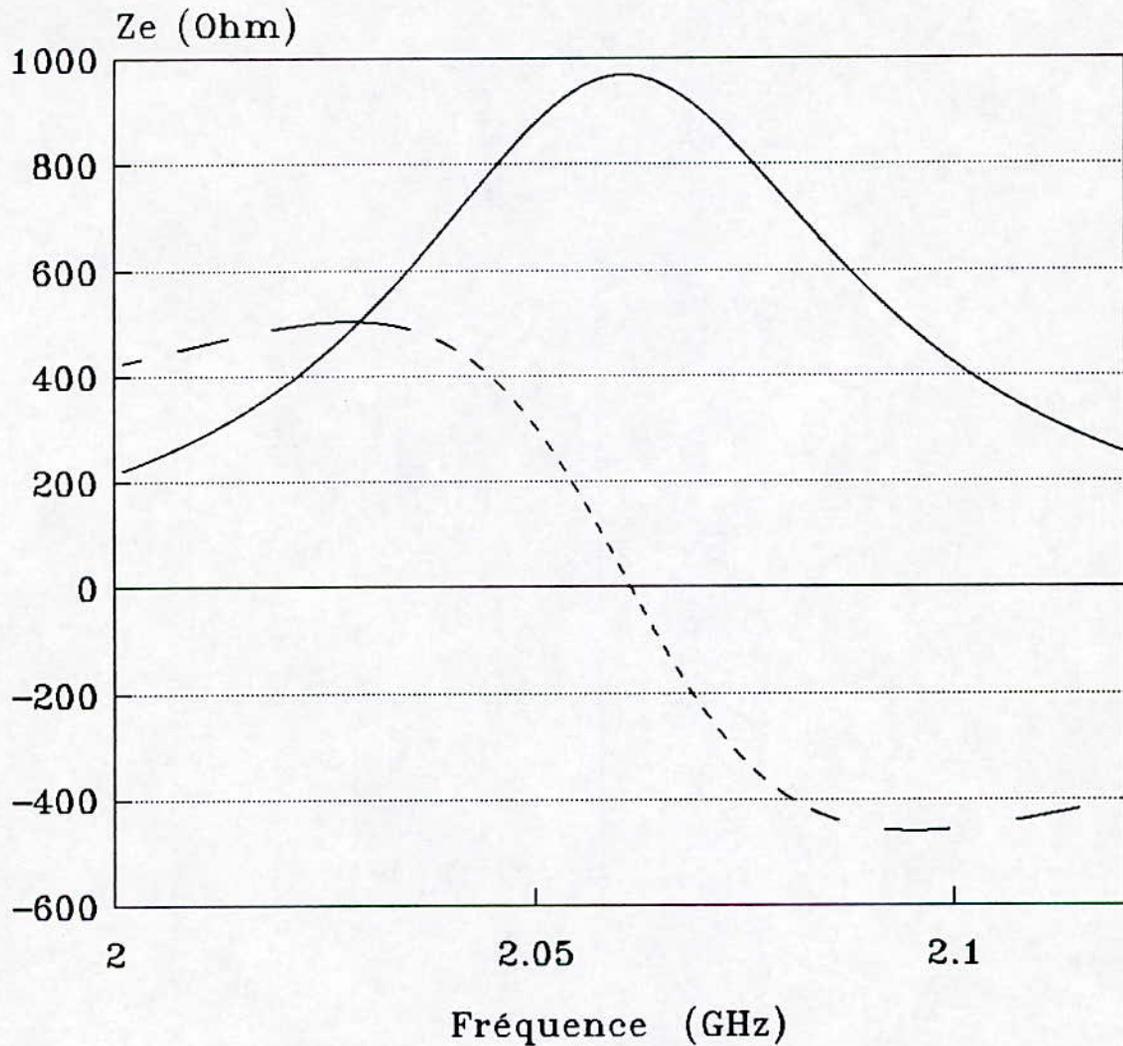
$Z_0 = 745$, $N = 180$, $h' = 3.175 \text{ mm}$, $\epsilon_r' = 2.33$

$f_r = 2.062 \text{ GHz}$, $B_p = 2.47 \%$

Figure III.18

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne rectangulaire sans
directeur , alimentée par le coin



— REEL - - - - IMAGINAIRE

Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

figure III.19

III.2.2 . PRESENTATION DES RESULTATS :

III.2.2.1 . Antenne plaque rectangulaire isolée :

On étudie en premier lieu l'antenne isolée. L'alimentation se fait par ligne microruban sur le tronçon d'ordre 15 ($i=15$) d'impédance caractéristique 50Ω pour qu'il y ait adaptation. Nous trouvons une fréquence de résonance $f_r = 2.06GHz$ et une bande passante de 2.47% . Les variations de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence sont représentées par les figures III.18 (Abaque de SMITH) et III.19 (courbe d'impédance).

III.2.2.2 . Antenne plaque rectangulaire avec directeur :

Rajoutons successivement ,au dessous de l'antenne plaque les trois directeurs et étudions l'évolution de la bande passante.

Les variations de l'impédance d'entrée en fonction des dimensions du directeur ($D1,D2,D3$) sont représentées respectivement par les figures III.20, III.21, III.22 (abaque de SMITH) et III.23, III.24 et III.25 (courbes d'impédance).

Dans le cas présent, l'alimentation par microruban n'engendre pas de perturbation, puisque la largeur de la ligne d'alimentation est égale à celle de l'antenne au niveau du tronçon considéré (d'impédance caractéristique égale à 50Ω). Il n'y a donc pas de saut en largeur.

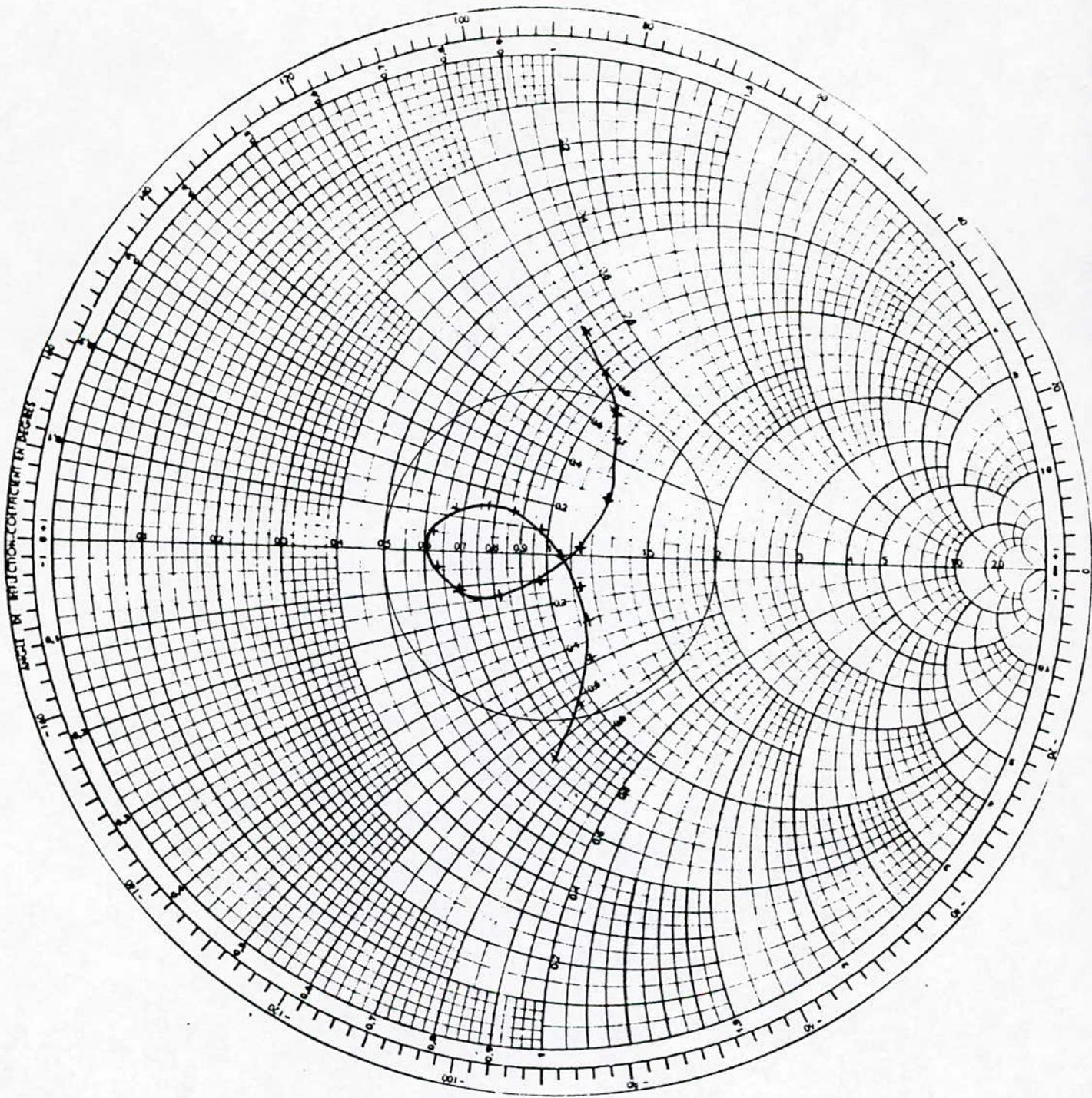
III.2.2.3 . Interprétation des résultats :

Le tableau IV donne les variations des caractéristiques de l'antenne en fonction des dimensions du directeur.

Tableau IV : Variation de la bande passante en fonction des dimensions du directeur

Dimensions de l'antenne : $45.5 \text{ mm} \times 30.5 \text{ mm}$

$H = H' = 3.175 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$, $N = 180$



IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE AVEC DIRECTEUR, ALIMENTEE PAR LE COIN

$a_p = 45.5 \text{ mm}$, $b_p = 30.5 \text{ mm}$, $a = 45.5 \text{ mm}$, $b = 30.5 \text{ mm}$

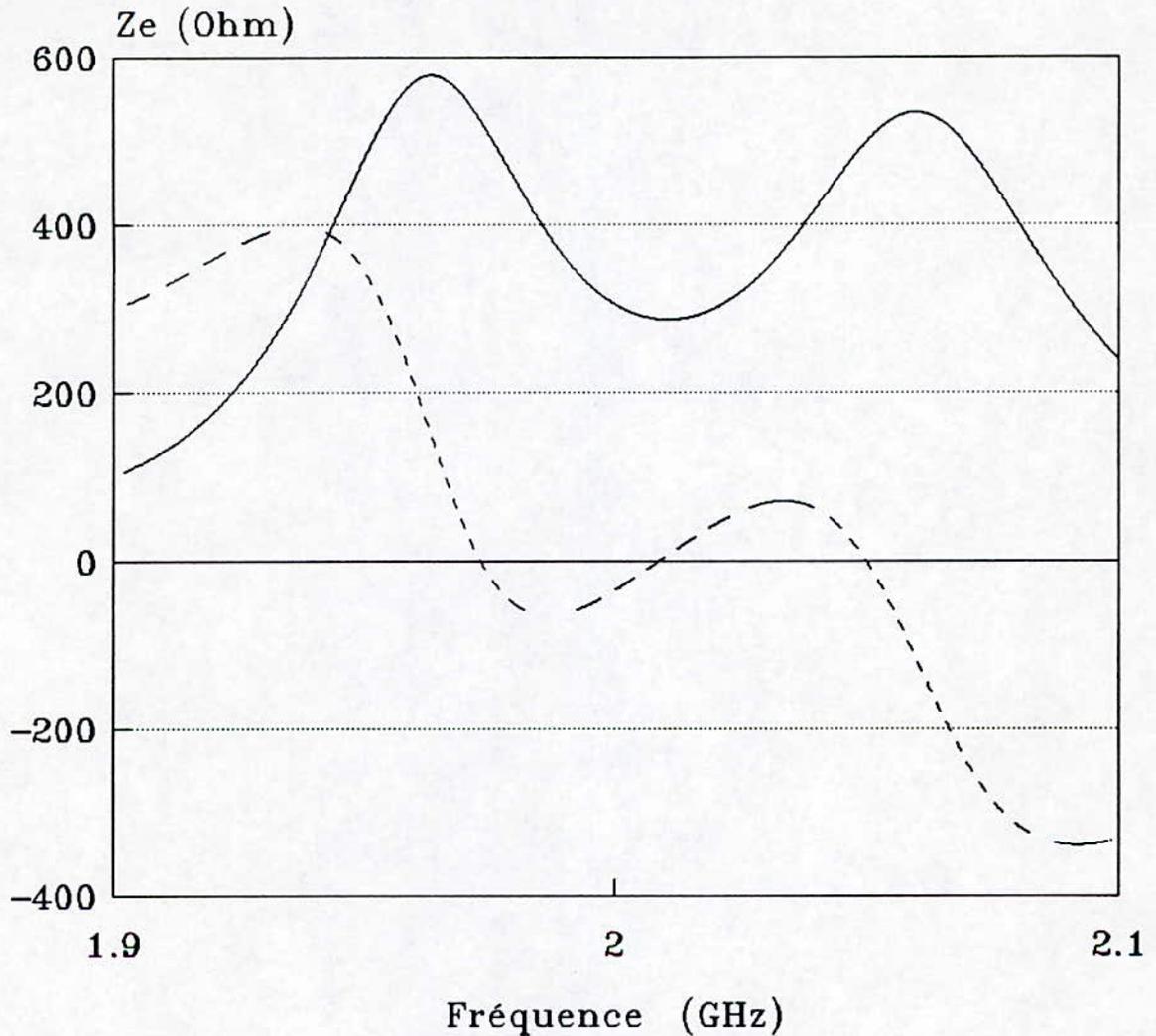
$Z_0 = 467 \text{ Ohm}$, $N = 180$, $h = h' = 3.175 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$

$f_{r1} = 1.974 \text{ GHz}$, $f_0 = 2.015 \text{ GHz}$, $f_1 = 1.951 \text{ GHz}$, $f_2 = 2.078 \text{ GHz}$, $B_p = 6.30 \%$

Figure III.20

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne rectangulaire avec
directeur , alimentée par le coin



— REEL - - - IMAGINAIRE

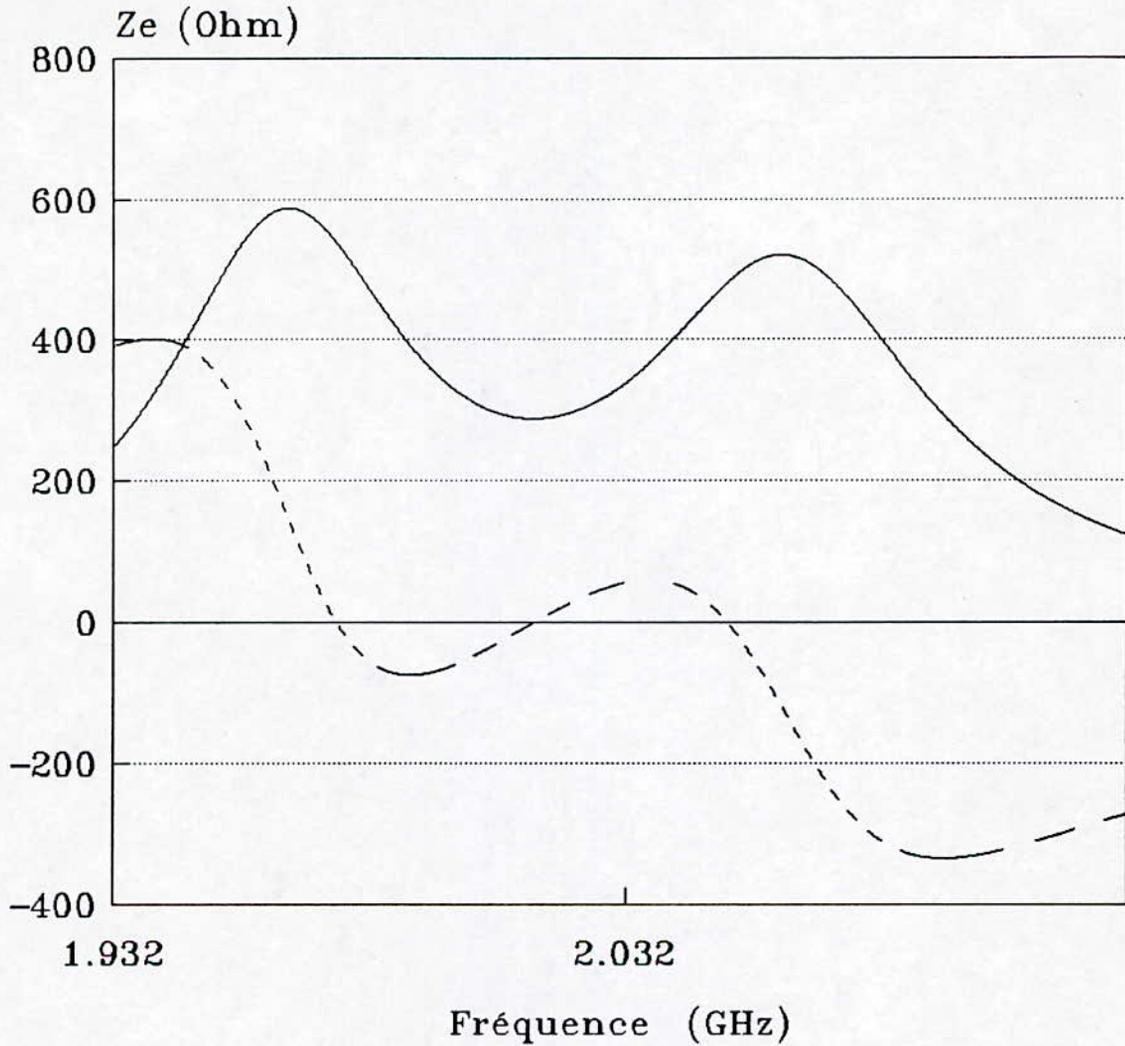
Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

45.5 x 30.5 x 3.175 mm (directeur)

figure III.23

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne rectangulaire avec
directeur , alimentée par le coin



— REEL - - - IMAGINAIRE

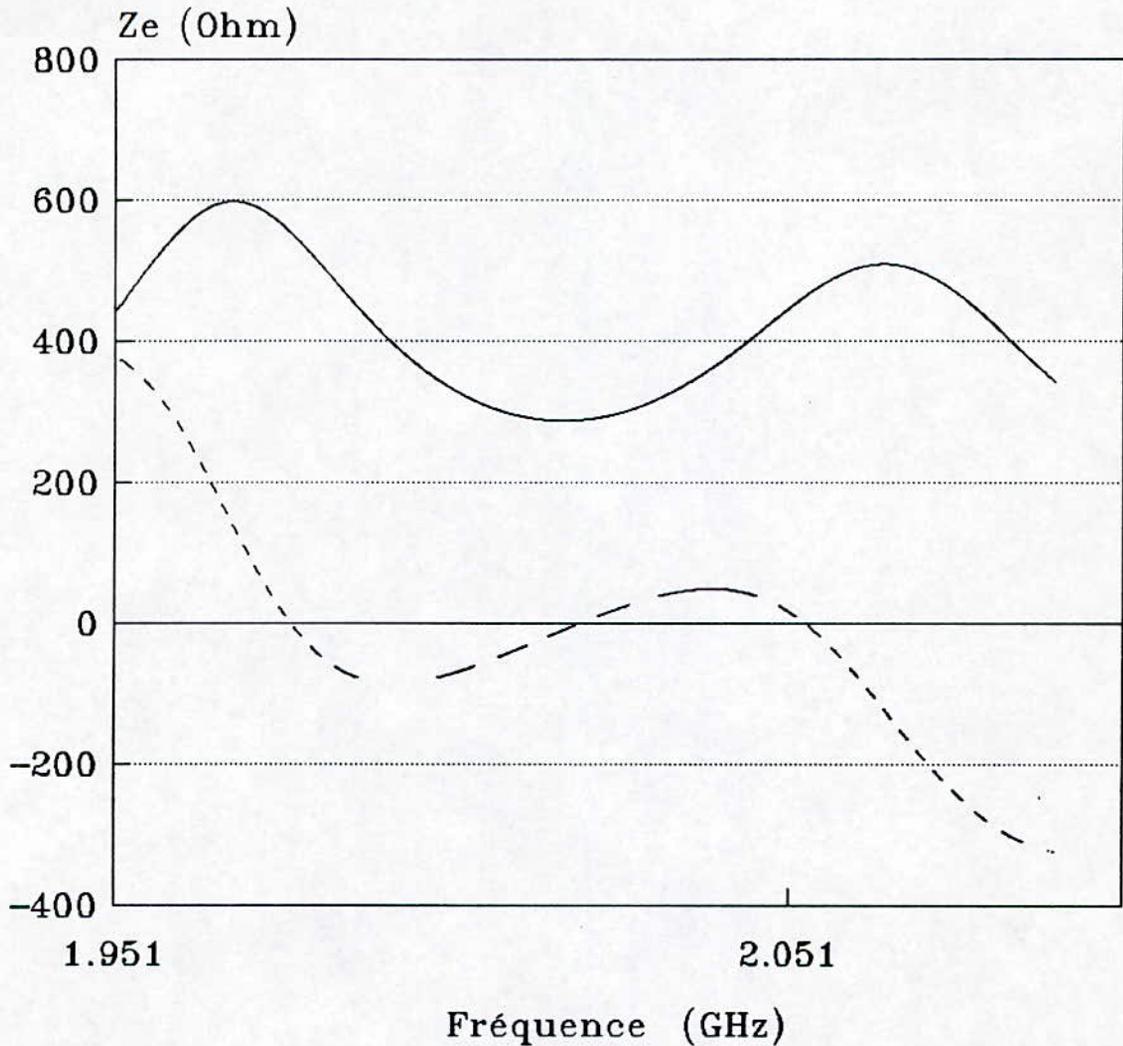
Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

45.45 x 30.45 x 3.175 mm (directeur)

figure III.24

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne rectangulaire avec
directeur , alimentée par le coin



— REEL - - - IMAGINAIRE

Dim: 45.5 x 30.5 x 3.175 mm (antenne)

45.4 x 30.4 x 3.175 mm (directeur)

figure III.25

a (mm)	b (mm)	$(\Delta a)/a$ (%)	f_0 (GHz)	f_{r1} (GHz)	Bp (%)	Z_0 (Ω)	Figures
45.5	30.50	0.00	2.015	1.951	6.30	467	III.20 et 23
45.45	30.45	0.11	2.017	1.953	6.35	466	III.21 et III.24
45.4	30.4	0.22	2.020	1.956	6.29	464	III.22 et III.25

On observe la même tendance que pour l'APM rectangulaire à savoir que la bande passante augmente en premier temps vers un maximum pour ensuite diminuer continuellement.

La seule différence, est que la variation se fait plus rapidement pour l'alimentation par le coin, où la Bp est maximale pour des dimensions du directeur d'environ (45.45x30.45x3.175)mm alors que pour l'alimentation par le côté, la Bp est maximale pour des dimensions proches de (45.3x30.3x3.175) mm. Ceci est dû au fait que, pour le premier cas, la variation des dimensions du directeur s'accompagne aussi de la variation en longueur.

La fréquence de résonance augmente avec la diminution des dimensions alors que l'impédance de normalisation Z_0 diminue.

La bande passante est passée de 2.47 % pour l'antenne isolée à 6.35 % par simple addition du directeur.

III.2.2.4 . Conclusion partielle :

La bande passante dans le cas de l'alimentation par le côté passe de 2.95% pour l'antenne isolée à 13.66% pour l'antenne avec directeur; soit près de 4.5 fois la valeur initiale. Alors que pour l'alimentation par le coin, la bande passante est passée de 2.47 % pour l'antenne isolée à 6.35 % par simple addition du directeur et on remarque que les bandes passantes sont inférieures aux précédentes et que celle de l'antenne avec directeur ne représente que 2.5 fois la valeur de la bande passante de l'antenne isolée.

Donc, si l'on ne désire qu'une bande passante la plus élevée possible, il serait préférable d'avoir une alimentation par le côté.

Quant au coefficient de couplage, il est constant pour l'alimentation par le côté car les largeurs ne varient pas, alors que pour l'alimentation par le coin, il varie d'un tronçon à un autre et pour avoir le coefficient moyen de l'antenne, on fait la moyenne entre la plus élevée et la plus basse.

III.3 . ANTENNE MICRORUBAN TRIANGULAIRE :

Nous étudions dans cette partie de notre travail, une antenne microruban triangulaire équilatérale représentée par la figure III.26.

Nous voulions, lors d'une première approche, étudier les deux cas d'alimentation, à savoir par le coin et par la base; mais après une étude sommaire, nous avons trouvé que les résultats étaient identiques, nous avons donc choisi un seul modèle: l'antenne triangulaire équilatérale alimentée par la base.

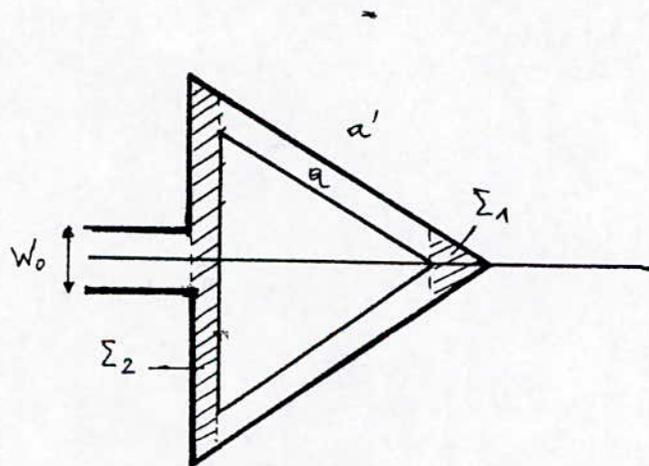


Figure III.26 :Antenne microruban triangulaire

Les dimensions sont: 30.5 mm de coté et 1.6 mm d'épaisseur.

Nous lui adjoindrons successivement trois directeurs:

(D1): (30.5 x 1.6) mm

(D2): (30.3 x 1.6) mm

(D3): (30.0 x 1.6) mm

III.3.1 . CALCUL DE L'ADMITTANCE D'ENTREE :

Nous appliquons la méthode des lignes de transmission couplées avec toutes ses formules, avec:

$$X_n = \frac{a\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{(2n-1)}{2N} \quad \text{abscisse du tronçon } n \quad (\text{III.21})$$

$$W_n = a - X_n \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = a \cdot \left(1 - \frac{(2n-1)}{2N}\right) \quad \text{largeur du directeur au tronçon } n \quad (\text{III.22})$$

$$W'_n = W_n + \frac{a'-a}{2} \quad \text{largeur de l'antenne au tronçon } n \quad (\text{III.23})$$

Les aires des parties non couplées sont exprimées par:

$$\Sigma_1 = \frac{(a'-a)^2}{16} \cdot \sqrt{3} \quad \text{et} \quad \Sigma_2 = \frac{a'^2 - a^2}{8} \cdot \sqrt{3} \quad (\text{III.24})$$

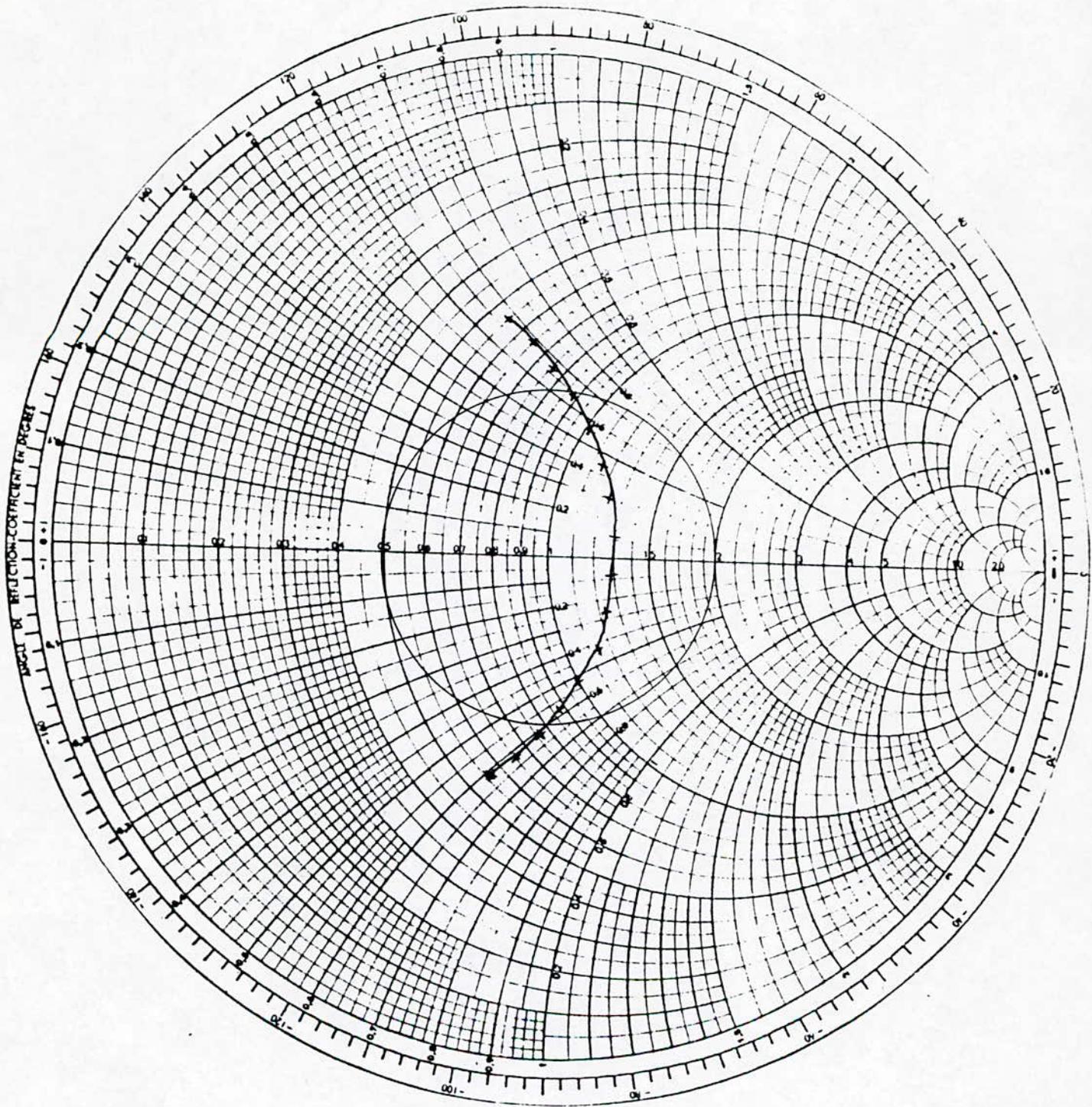
III.3.2 . PRESENTATION DES RESULTATS :

De nouveau, étudions en premier l'antenne plaque isolée:

III.3.2.1 . Antenne plaque isolée :

Nous alimentons l'antenne plaque avec une ligne microruban de largeur $W_0 = 4.8$ mm pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω , en tenant compte de la perturbation due au saut en largeur (voir § III.1.2.2). Y_E sera donc donnée par (III.13).

Nous trouvons une fréquence de résonance $f_r = 3.946$ et une bande passante de 2.46 % avec une impédance d'entrée maximale $Z_E = 217.90 \Omega$. (voir fig.III.27 et III.28)



IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE TRIANGULAIRE ISOLEE

$a_p = 30.5 \text{ mm}$

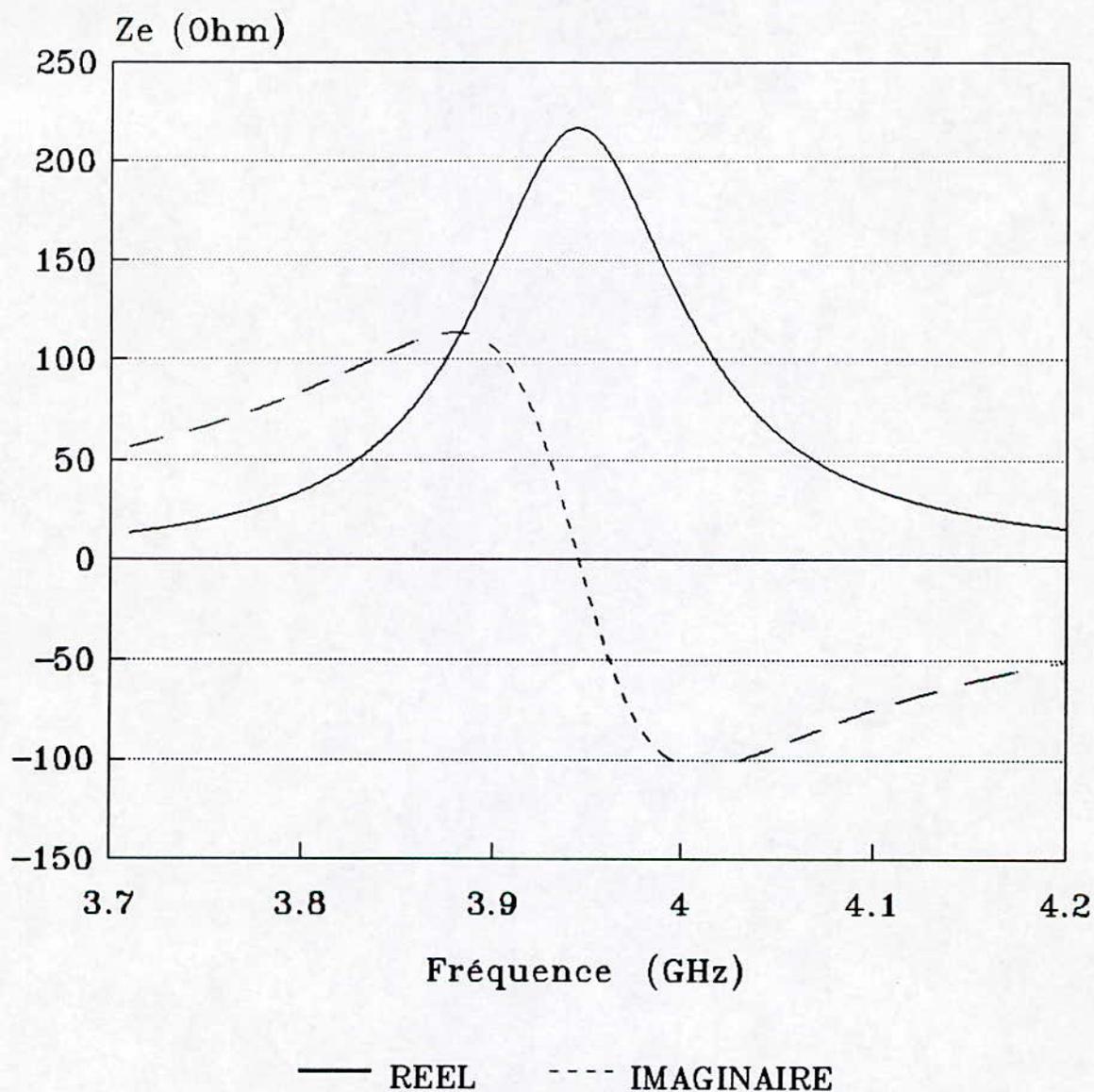
$Z_0 = 168 \text{ ohm}, N = 180, h' = 1.6 \text{ mm}, \epsilon_r' = 2.33$

$f_r = 3.946 \text{ GHz}, B_p = 6.29 \%$

Figure III.27

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne triangulaire sans
directeur , alimentée par la base



Dim: 30.5 x 1.6 mm (antenne)

figure III.28

III.3.2.2 . Antenne plaque avec directeur :

Avec l'apport du directeur, on remarque immédiatement la diminution des résistances de rayonnement. Les figures III.29, III.30 et III.31 donnent les abaques de SMITH de l'impédance d'entrée pour chaque directeur respectivement, alors que les figures III.32, III.33 et III.34 donnent les parties réelles et imaginaires des impédances d'entrée respectives.

Nous avons fait un essai d'alimentation par le coin pour le premier directeur et nous avons eu la confirmation de ce que nous avons énoncé ci-dessus, à savoir que les résultats étaient identiques pour les deux modes d'alimentation (une erreur de 0.1% pour la fréquence de résonance et 0.9 pour la bande passante). Ces résultats sont représentés par les figures III.35 et III.36.

III.3.2.3 . Interprétation :

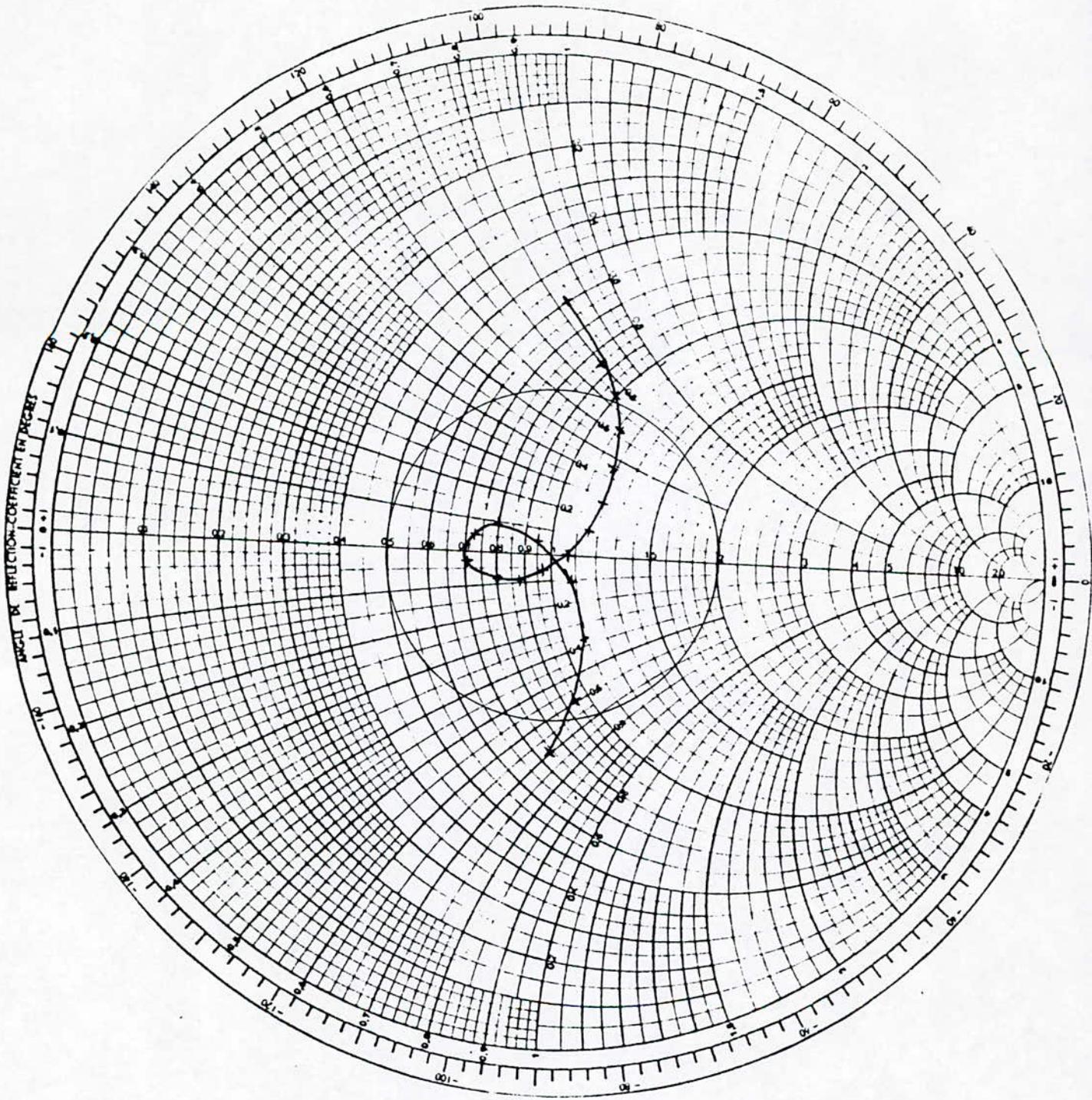
Les variations de la bande passante en fonction des dimensions du directeur sont résumées dans le tableau V.

Tableau V : Variation de la bande passante en fonction des dimensions du directeur .

Dimension de l'antenne : 30.5 mm

$H = H' = 1.6 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$, $N = 180$

$a \text{ (mm)}$	$\Delta b/b \text{ (%)}$	$f_0 \text{ (GHz)}$	$f_{r1} \text{ (GHz)}$	$(Z_E)_{\max} \text{ (\Omega)}$	$B\%$	figures
30.5	0.00	3.865	3.800	$133.45 + j31.02$	5.85	III.29 et III.32
30.4	0.33	3.874	3.805	$141.07 + j25.42$	5.89	III.30 et III.33
30.3	0.66	3.883	3.810	$147.92 + j22.56$	5.80	III.31 et III.34
30.5	0.00	3.871	3.804	$2554,80 + j670.75$	5.80	III.35 et III.36



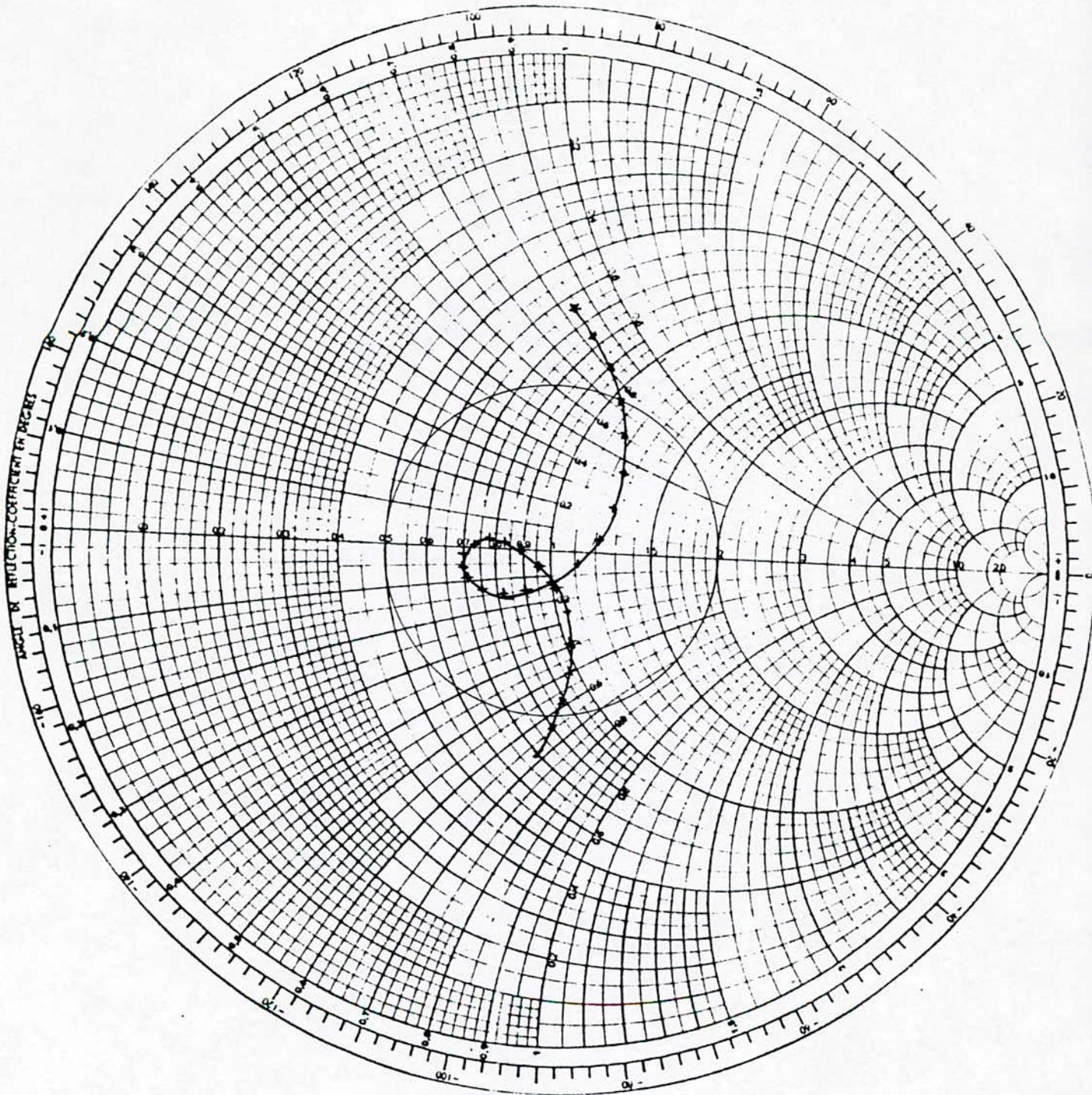
IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE TRIANGULAIRE
AVEC DIRECTEUR

$a_p = 30.5 \text{ mm}$, $a = 30.5 \text{ mm}$

$Z_0 = 1110 \text{ Ohm}$, $N = 180$, $h = h' = 1.6 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$

$f_{r1} = 3.800 \text{ GHz}$, $f_0 = 3.865 \text{ GHz}$, $f_1 = 3.752 \text{ GHz}$, $f_2 = 3.978 \text{ GHz}$, $B_p = 5.85 \%$

Figure III.29



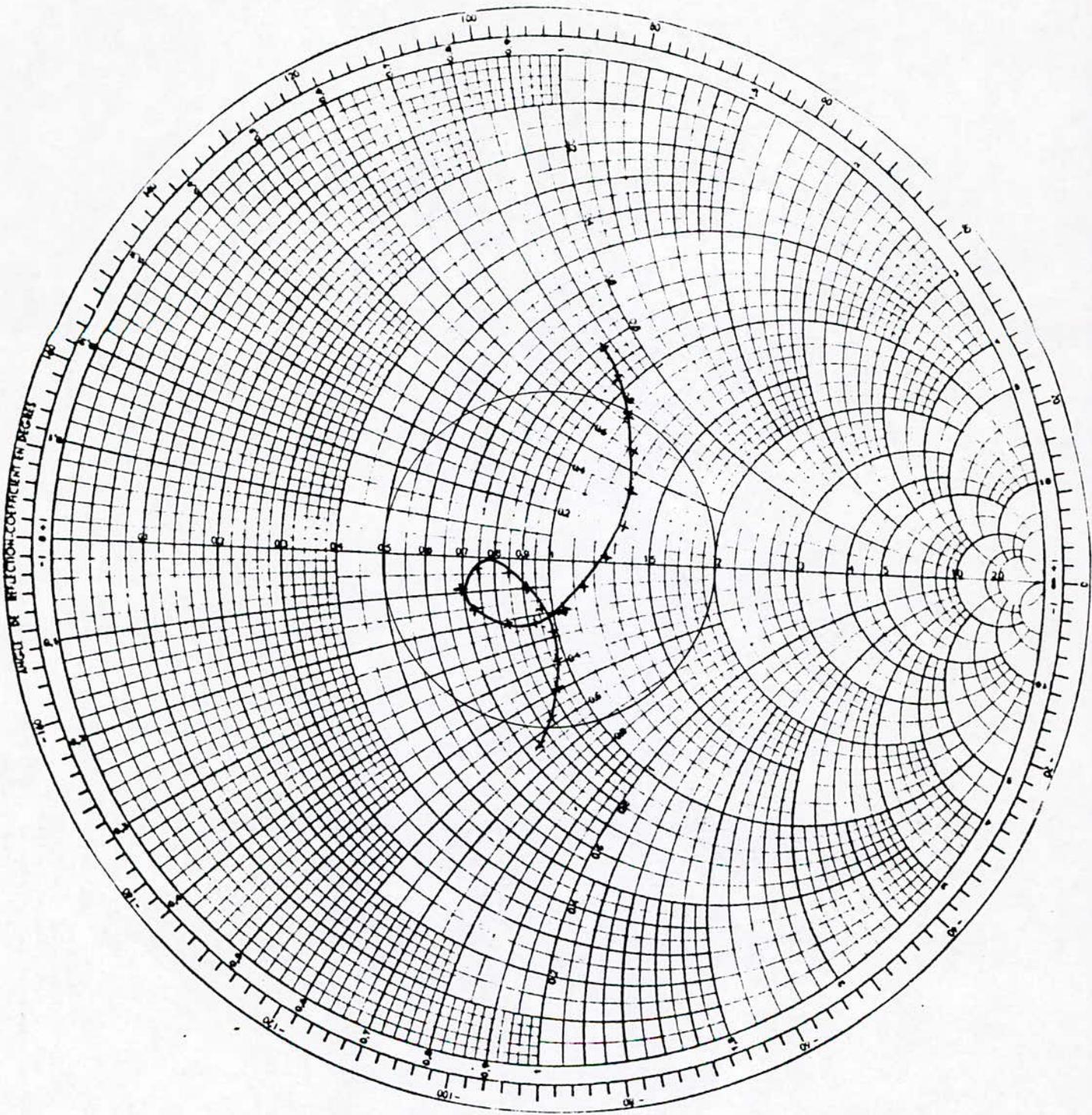
IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE TRIANGULAIRE
 AVEC DIRECTEUR

$a_p = 30.5 \text{ mm}$, $a = 30.4 \text{ mm}$

$Z_0 = 1120 \Omega$, $N = 180$, $h = h' = 1.6 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$

$f_{r1} = 3.805 \text{ GHz}$, $f_0 = 3.874 \text{ GHz}$, $B_p = 5.89 \%$

Figure III.30



IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE TRIANGULAIRE
AVEC DIRECTEUR

$$a_p = 30.5 \text{ mm}, \quad a = 30.3 \text{ mm}$$

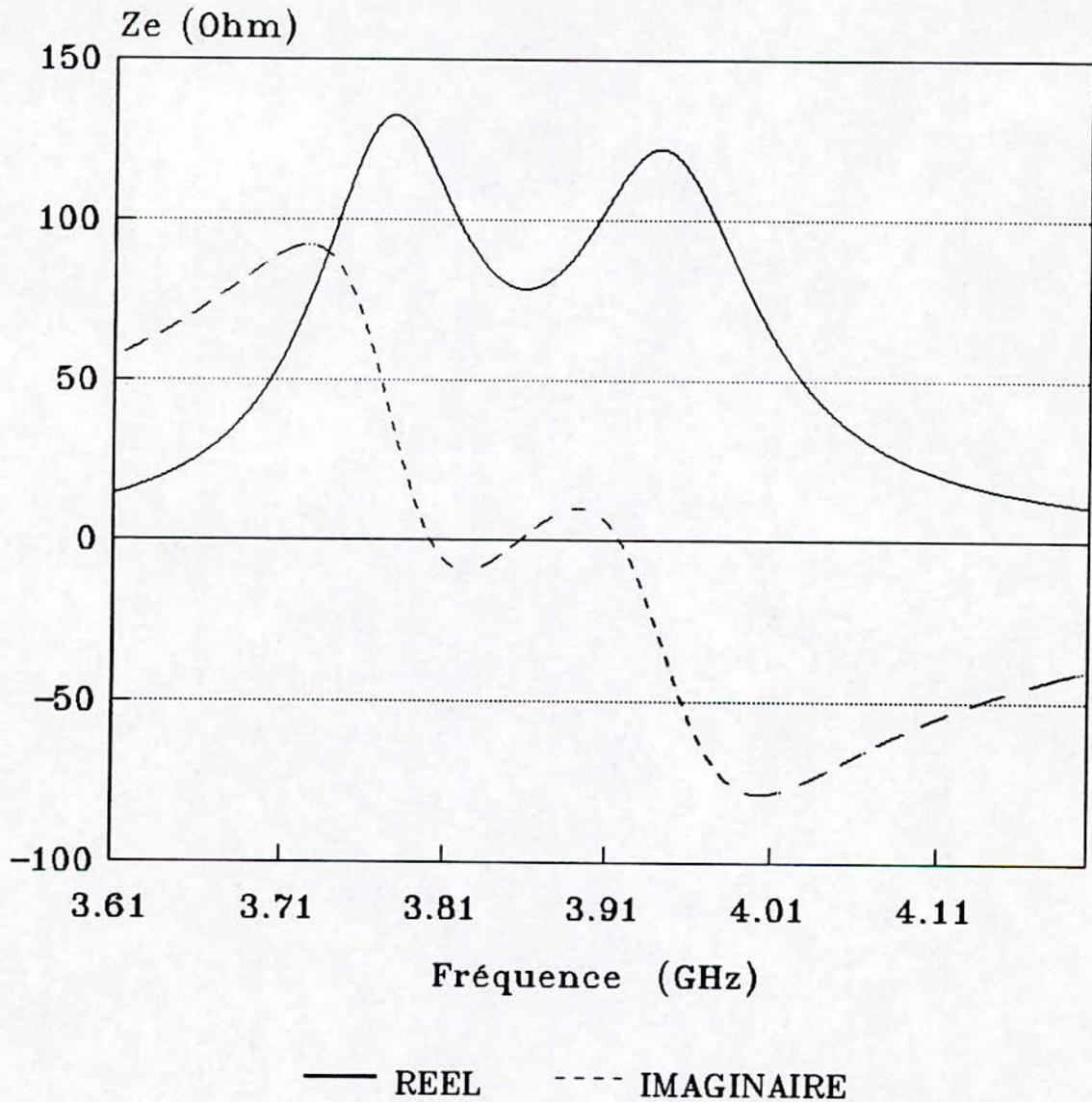
$$Z_0 = 112 \text{ Ohm}, \quad N = 180, \quad h = h' = 1.6 \text{ mm}, \quad \epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$$

$$f_{r1} = 3.810 \text{ GHz}, \quad f_0 = 3.883 \text{ GHz}, \quad B_p = 5.80 \%$$

Figure III.31

IMPEDANCE D'ENTREE

antenne triangulaire avec
directeur , alimentée par la base

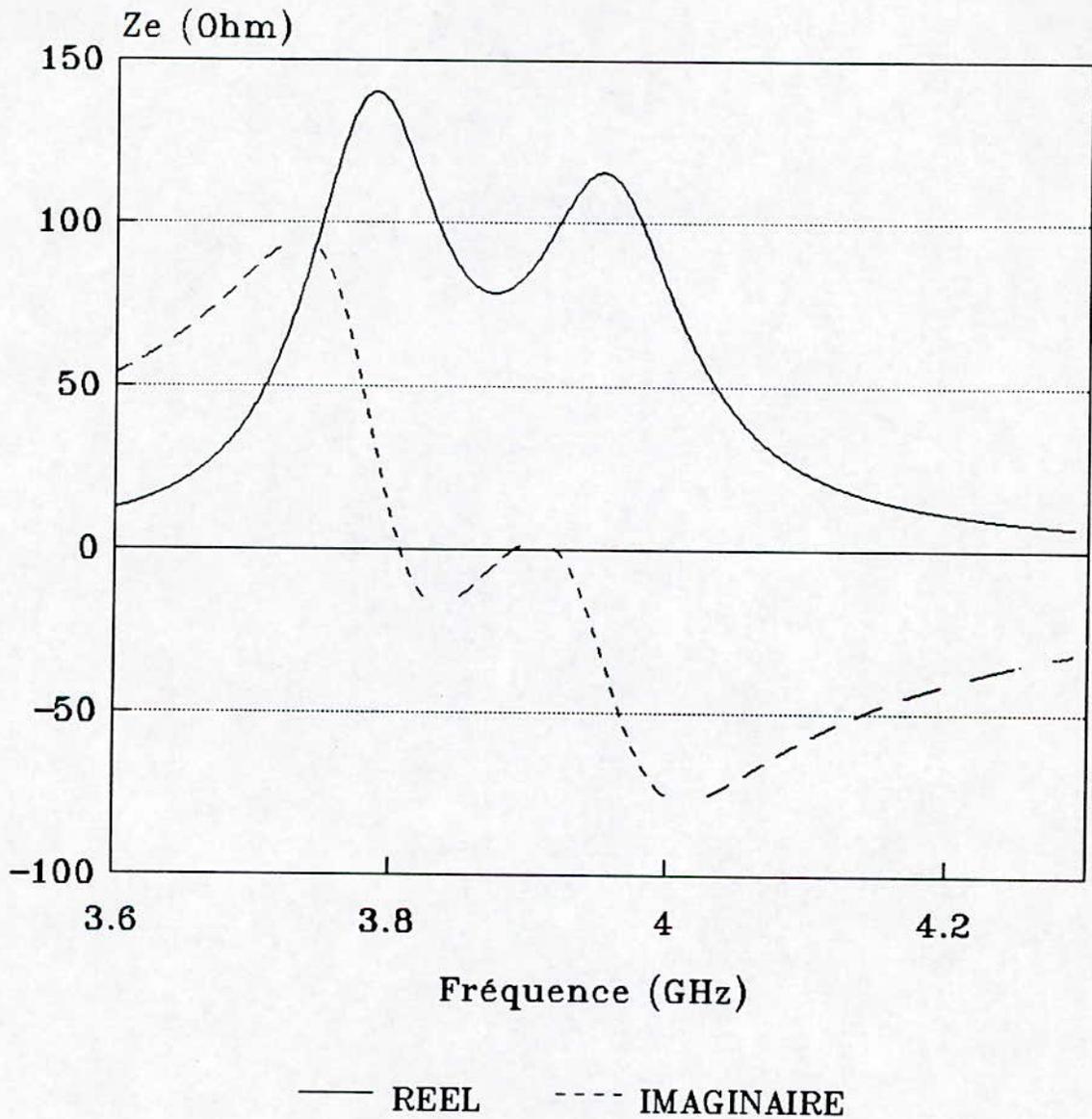


Dim: 30.5 x 1.6 mm (antenne)
30.5 x 1.6 mm (directeur)

figure III.32

IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne triangulaire avec directeur, alimentée par la base

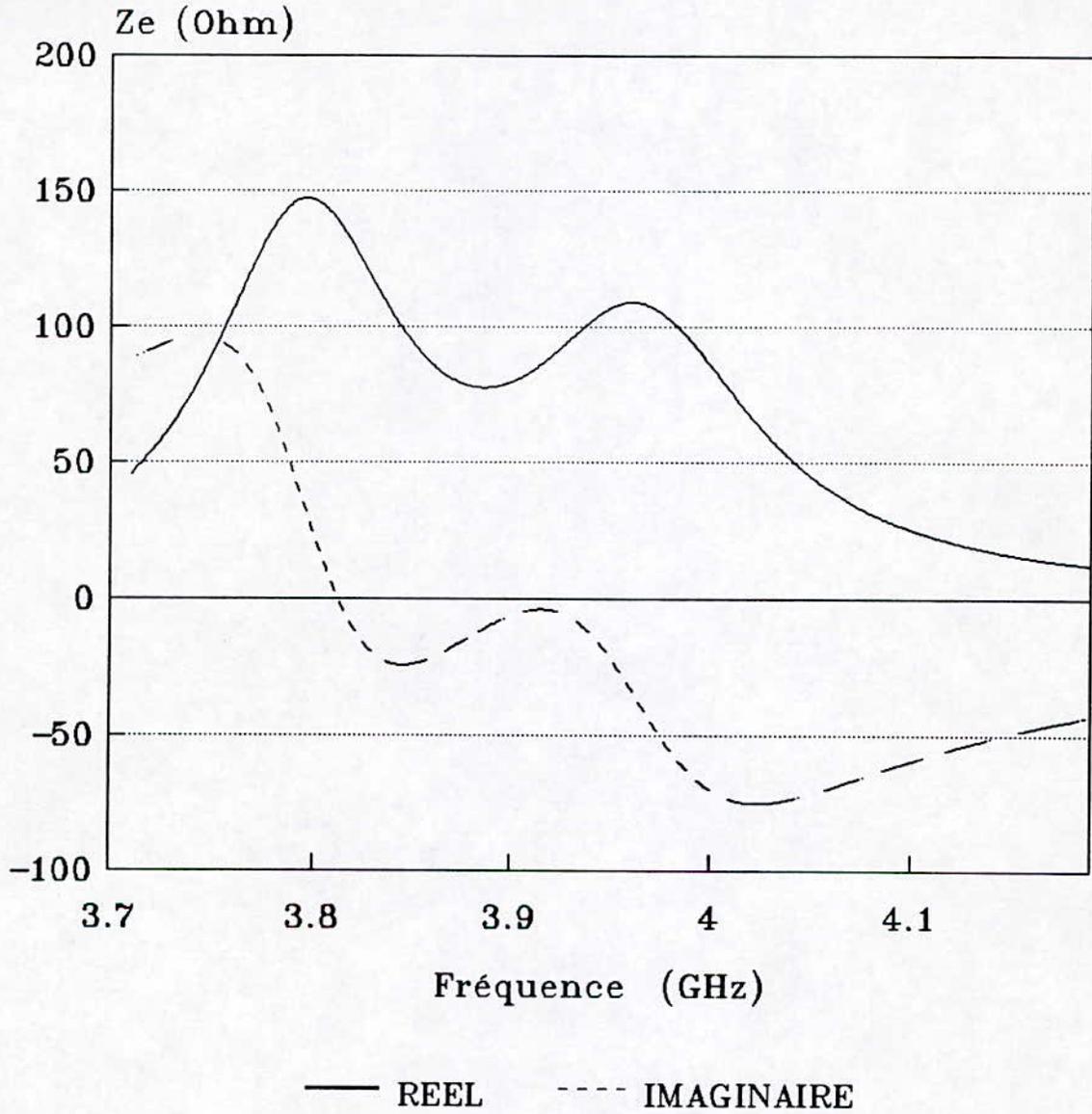


Dim: 30.5 x 3.175 (antenne)
30.4 x 3.175 (directeur)

figure III.33

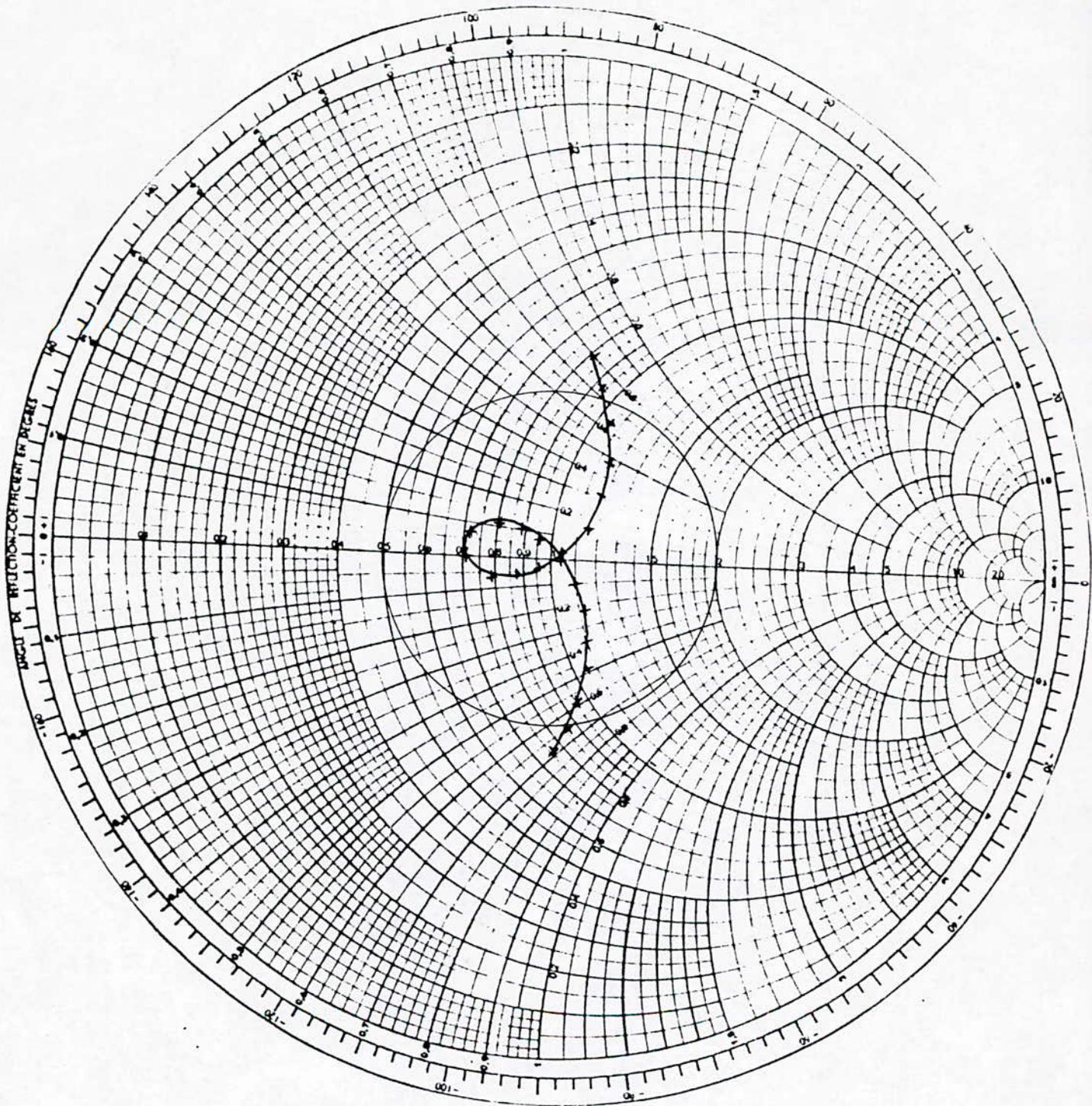
IMPEDANCE D'ENTREE

Antenne triangulaire avec
directeur , alimentée par la base



Dim: 30.5 x 1.6 mm (antenne)
30.3 x 1.6 mm (directeur)

figure III.34



IMPEDANCE D' ENTREE THEORIQUE DE L' ANTENNE PLAQUE TRIANGULAIRE
 AVEC DIRECTEUR, ALIMENTEE PAR LE COIN

$a_p = 30.5 \text{ mm}$, $a = 30.5 \text{ mm}$

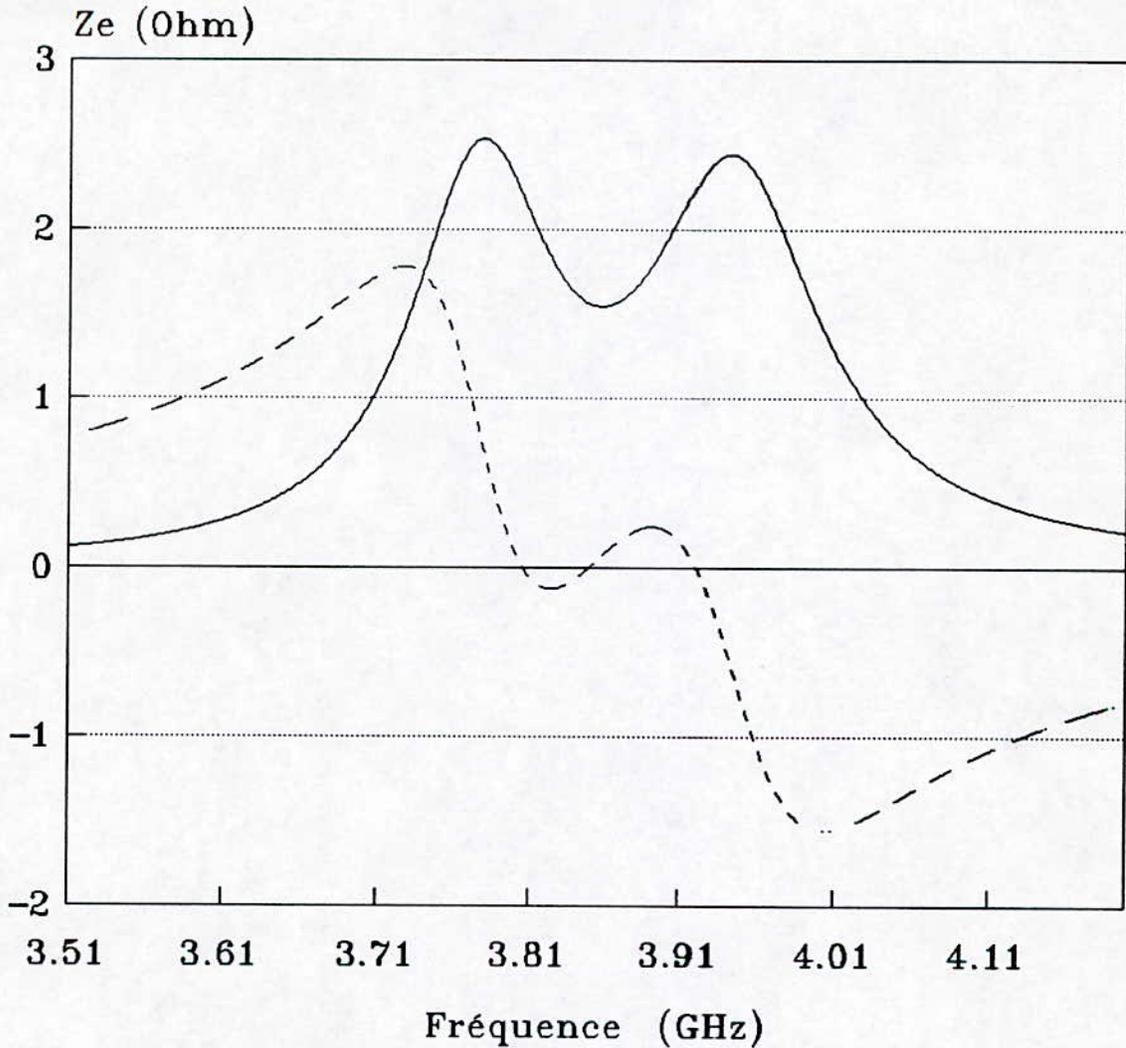
$Z_0 = 2184 \text{ Ohm}$, $N = 180$, $h = h' = 1.6 \text{ mm}$, $\epsilon_r = \epsilon_r' = 2.33$

$f_{r1} = 3.804 \text{ GHz}$, $f_0 = 3.866 \text{ GHz}$, $B_p = 5.80 \%$

Figure III.35

IMPEDANCE D'ENTREE

antenne triangulaire avec
directeur , alimentée par le coin



— REEL - - - IMAGINAIRE

Dim: 30.5 x 1.6 mm (antenne)
30.5 x 1.6 mm (directeur)

figure III.36

On remarque, de même que pour les autres modèles, que la bande passante augmente vers un système à large bande, puis diminue; elle passe de 2.46% pour l'antenne isolée à 5.80% avec directeur, soit un rapport d'environ 2.4 fois. La boucle pour le directeur (D1) est très bien centrée sur l'axe des réels, puis, avec la diminution des dimensions du directeur, elle tend vers les réactances négatives et si on diminue encore ces dimensions, on obtient un système bifréquence. La fréquence de résonance, comme prévue, augmente avec la diminution des dimensions du directeur.

CONCLUSION

L'étude de l'effet d'un directeur sur la bande passante d'une antenne microruban , ne peut que nous pousser à conclure à l'importance des structures multicouches dans le cadre des antennes larges bandes .

L'application de notre programme de calcul , à des formes rectangulaires et triangulaires nous à démontré la justesse des formules élaborées pour la méthode des lignes de transmissions couplées .

Le coefficient de couplage qui , pour la première fois est entièrement modélisé donne des résultats satisfaisants .

Nous rappelons que notre analyse est bien plus une approche numérique qu'analytique et souhaitons qu'elle soit enrichie et optimisée à l'aide de nouvelle technique (méthode des ouvertures rayonnantes par exemple) dans le futur .

ANNEXES

ANNEXE A

TABLEAU DES SUBSTRATS MICROONDES
LES PLUS USITES.

Produits	ϵ_r	$\tan \delta$	Stabilité dimensionnelle	
PTFE non renforcé	2.10	0.0004	faible	-27 à 260
PTFE	2.17	0.0009	excellente	-27 à 260
	2.33	0.0015		
	2.45	0.0018	très bon	-27 à 260
	2.55	0.0022		
PTFE au fibre de verre	2.17	0.0009	moyenne	-27 à 260
	2.35	0.0015		
PTFE renforcé au quartz	2.47	0.0006	excellente	-27 à 260
Céramique - silicome	3 à 25	à partir de 0.0005	moyenne	-27 à 268

Safir	9	0.0001	excellente	- 24 à 371
Céramique Alumine	9.7 à 10.3	0.0004	excellente	jusqu'à 1600

ANNEXE B

CHOIX DE L'IMPEDANCE DE NORMALISATION

Nous avons déjà dit que l'impédance de normalisation Z_0 était choisie pour centrer la bande sur l'axe des réels.

Pour cela nous avons opté pour une formule empirique qui est :

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

avec R_{M1} : première résistance maximale

R_m : résistance minimale

R_{M2} : deuxième résistance maximale

et Z_0 doit obéir au critère suivant :

$$\frac{R_{M1}}{z_0} < 2 \quad \text{et} \quad \frac{R_{M2}}{z_0} > 0.5$$

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

BIBLIOGRAPHIE

- [1] K.R.CARVER, J.W.MINK.
"Microstrip Antenna Technology."
IEEE Transactions on Antennas and Propagation
AP 29, pp 2-24, janvier 1981.
- [2] I.J.BAHL, P.BHARTIA.
"Microstrip Antennas"
Artech House (1980).
- [3] P.K.AGRAWAL, M.C.BAILEY.
"An Analyse Technique for Microstrip Antennas."
IEEE Transactions on Antennas and Propagation
AP vol 25, pp 756-759, 1977.
- [4] R.E.MUNSON.
"Conformal Microstrip Antennas and Microstrip phased arrays."
IEEE Transactions on Antennas and propagation.
Vol AP 22, pp 74-78, 1974
- [5] G.DUBOST.
"Antenne Bandwith Extension Technique."
The institution of Electrical Engineers Savoy Place London WC2R OBL
Group E11 (ANTENNAS and PROPAGATION)
COLLOQUIUM-October 1985
- [6] E.CHANG, S.A.LONG and W.F.RICHARDS.
"An Experimental Investigation of electrically thick rectangular Microstrip Antenna."
IEEE Transactions on Antennas and Propagation
Vol AP 34, No 6, Juin 1986
- [7] a- A.ZERGUERRAS.
"Contribution à l'étude d'Antennes Plaques de Forme Quelquonque Multicouches à Large Bande. Application à l'Antenne Plaque circulaire avec directeur."
Thèse de Doctorat d'Etat Soutenue à L'ENP le 20 Mai 1990.
b- A.ZERGUERRAS.
"Etude des Configurations Polygonales Multicouches."
Note manuscrite.
c- A.ZERGUERRAS.
Article à paraître dans le prochain A.J.O.T, N°2.

- [8] G.DUBOST ,G.BEAUQUET.
"Patch Antenna Band Increase by Means of a Director."
Electronic Letters, 4 Decembre 1986, Vol 22, N°25, pp 1345-1347.
- [9] R.AKSAS, A.ZERGARRAS.
"Modelisation d'Antennes Plaques Multicouches de Foreme arbitraire en Mode T.E.M."
Algerian Journal of Technology, n°8, pp 1-34, 1992.