

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

**MESURES
D'ANTENNE
PLAQUEE**

Proposé par :

M^E A. Zerquerras

Etudié par :

M^E M^{ed}. CHALAL

M^E F. BELMOLLOUD

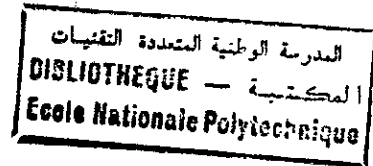
Dirigé par :

M^E A. Zerquerras

PROMOTION

Juin 1992

REMERCIEMENTS



Nous voudrions à l'occasion de cette soutenance, exprimer notre satisfaction de l'aide apportée par notre promoteur M^r A. Zerguerras, et de l'assistance de M^r Ouchar ainsi que des conseils de M^r Trabelsi M^r Aksas et M^r Haddadi.

Nous voudrions aussi remercier le personnel de l'annexe du centre de calcul, le personnel de la bibliothèque et du périodique de l.E.N.P., sans oublier M^r Tetani du département d'Electrotechnique pour son aide matérielle.

Nous remercions chaleureusement l'association El-Khaouairizmi de badjarah pour son aide matériel ainsi que la direction du ministère de l'hydraulique.

Enfin on remercie tout le monde que nous n'avons pas cité et qui a participé de près ou de loin à l'élaboration de cet ouvrage.

ملخص

جميع بعض التقنيات الخلية بقيت
والهذه الفرضيات، أنجزنا هوائية ملفحة على شكل
حلقة ذات أذن، وأجرينا بعض القياسات بالوسائل
المتوفرة في دارتنا، والذين بالطبع هو ذلك
جودة أقل من الحد المطلوب. ورغم كل هذا، بسجودنا
تولينا إلى نتائج مقبولة ومفيدة.

RESUME :

Dans ce travail nous avons tenté de rassembler un certain nombre de techniques de mesure d'antennes plaques microruban (A.P.M) en particulier les plus récentes qui sont utilisées actuellement. A cet effet nous avons réalisé une A.P.M annulaire avec anse et effectué quelques mesures avec les moyens disponibles dans notre département. Ceux-ci évidemment sont de performances bien en-deça du minimum requis. Malgré tous, nos efforts ont conduit à des résultats exploitables et utiles.

ABSTRACT

In this work, we have try to accumulate somme number of μ -strip antennas measurement techniques, in particular those used actually. To this effect, we have designed an annular antenna with ear and done somme measurements with the means exist in our département. Evidently, there performance are under that required. In spite of all this, our efforts have given a useful results.

1-INTRODUCTION 1

2-MESURES SPECIALES 3

 2.1- PROPRIETES DU SUBSTRAT 3

 2.2- PROPRIETES DES CONNECTEURS 9

 2.3- PROPRIETES ELECTRIQUES DE LA LIGNE IMPRIMEE 11

3-MESURES DES PARAMETRES DE L'ANTENNE 16

 3.1-IMPEDANCE D'ENTREE 18

 3.2-FREQUENCE DE RESONANCE 20

 3.3-BANDE PASSANTE 21

 3.4-DIRECTIVITE 21

 3.5-GAIN 23

 3.6-DIAGRAMME DE RAYONNEMENT 30

 3.7-POLARISATION 30

 3.8-RENDEMENT 39

 3.9-POINTAGE 43

4-ENVIRONNEMENT DE MESURE 47

 4.1-AUX PORTEES DE CHAMPS LOINTAINS 47

 4.2-BRUIT D'ANTENNE 59

5-BANC DE MESURE 61

6-SIMULATION 76

7-CONCLUSION 79

ANNEXE A

ANNEXE B

ANNEXE C

ANNEXE D

BIBLIOGRAPHIE 97

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Depuis ces dernières dizaines d'années la conception d'antennes a vu une percée technologique remarquable. On voit de plus en plus des antennes conçues à base de la technologie plaque, du fait des avantages qu'elles présentent comme :

facilité de fabrication, encombrement réduit, qui représente le défaut majeur des antennes traditionnelles du type parabole, cornet, etc...

Plusieurs modèles théoriques ont été développés pour l'étude des antennes plaquées. Chaque approche théorique utilise des modèles tels que la cavité, la ligne, etc...

Ces mêmes techniques essaient d'approcher la réalité physique en tenant compte ou en négligeant selon le cas, certains paramètres tels que l'effet de surface, pertes diélectriques etc..., ce qui laisse un doute sur la précision.

La mesure reste le meilleur moyen pour vérifier les résultats, pour cela elle doit se faire correctement.

Il existe quatre règles de bases importantes à respecter pour chaque mesure :

La première règle consiste à répertorier tous les paramètres qui doivent être mesurés.

La deuxième règle fondamentale est le choix du matériel nécessaire et suffisant pour la mesure des paramètres choisis ci-dessus. Ce choix va se baser sur la précision tolérée, le temps et le coût de la mesure. À travers ce choix, la méthode s'impose ainsi que les éléments à mesurer.

Il faut choisir alors les paramètres de travail comme la puissance du réseau, la fréquence, la modulation, le mode de réception etc...

La troisième règle consiste à effectuer les mesures pas à pas avec un test à chaque moment d'un certain nombre de paramètres comme l'adaptation, la stabilité en fréquence etc...

Tout cela doit être soit corrigé au fur et à mesure, soit repertorié pour pouvoir faire la correction à la fin.

La quatrième règle nous incite à faire les corrections voulues sur chaque élément mesuré et aussi savoir interpréter logiquement les résultats sans oublier les effets qui n'ont pu être corrigés et qui peuvent introduire des erreurs plus ou moins importantes et même cumulables sur les résultats.

Après avoir effectué l'état de l'art sur les mesures d'antennes On examinera en premier lieu les paramètres du substrat liés à la fabrication des antennes plaquées, comme la constante diélectrique, les pertes etc...

En second lieu les paramètres de l'antenne proprement dits tels que gain, impédance d'entrée, polarisation, et en dernier lieu les conditions et l'environnement de mesure.

Nous terminons notre travail par la réalisation d'une antenne plaquée de forme annulaire avec une anse. Quelques mesures ont été effectuées sur cette antenne ainsi que sur une antenne cornet et un réseau d'antennes.

Ce travail est accompagné d'un programme de simulation pour le calcul de l'impédance d'entrée.

CHAPITRE 2

MESURES SPECIALES2. PROPRIETES DU SUBSTRAT:

Les substrats commerciaux [1] presents sur le marché sont caractérisés par leur permittivité ou constante diélectrique ϵ_r , et par l'angle de perte ou facteur de dissipation $\tan\delta$. Ces propriétés ont été établies par des mesures depuis la D.C aux micro-ondes.

Dans certaines applications où la précision est exigée, on doit recourir de nouveau à la mesure.

Un cas typique en est quand le substrat est utilisé à des fréquences plus élevées que celles testées par le fabriquant, ainsi que celui où une grande précision est demandée dans les tolérances de production en masse, ou complexe telle que la fabrication de substrats multicouches à partir de plusieurs matériaux.

2.1 PERMITIVITE :2.1.1 Methode 1 :

Cette procédure de mesure [1] utilise une plaque diélectrique plate métallisée entièrement sur les deux faces.

La cavité rectangulaire dont les dimensions sont a, b, h (h très petit

devant la longueur d'onde) est excitée à son coin par un câble coaxial.

La fréquence de résonance f_{mn} est mesurée soit par réflexion à partir du câble coaxial d'entrée, soit par transmission à partir du câble coaxial de sortie comme le montre la Fig.2.1 la constante diélectrique du substrat est donnée par la relation :

$$\epsilon_r = \frac{c^2}{f_{mn}^2} \left[\left(\frac{m}{2a} \right)^2 + \left(\frac{n}{2b} \right)^2 \right] \quad (2-1)$$

où m,n sont les nombres du mode de resonance.

Certains perfectionnements peuvent être apportés en utilisant une cavité résonnante totalement métallisée sur les deux faces et les quatre bords. Le résonateur est excité par des lignes imprim es en entrée/sortie par la voie de petites ouvertures comme l'indique la Fig.2.2. La source principale d'erreur de mesure dans ces résonateurs est la dérive de la fréquence de resonance due aux pertes .

Si le facteur de qualité Q est aussi mesuré ,la correction de la fréquence peut se faire de la façon suivante :

$$f_o = \frac{f_m}{\left(1 - \frac{1}{2Q} \right)} \quad (2-2)$$

où f_m est la fréquence de resonance mesur e et f_o la fréquence corrig e qui doit être utilis e dans l'équation (2-1) .

2.1.2 methode 2:

cette methode illustre [1] le procédé de mesure pour les substrats ayant une permittivité  lev e, comme la ceramique et les

semi-conducteurs:la couche du dielectrique est plac e entre deux films en polyimide (comme le DUPONT KAPTON) .

La face inferieure du film bas est m tallis e ,tandis qu'un résonateur circulaire demi-onde est placé sur le film haut avec un ruban de couplage alimenté par un connecteur coaxial, comme le montre la Fig.2.3. On exerce une pression d'air sur la monture afin d'éliminer l'air entre les differentes couches .

Par comparaison avec un substrat de reference connu ,placé dans le même montage , la permittivité ϵ_r du substrat à mesurer est obtenue par la relation suivante:

$$\frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r} = k \frac{\Delta f_m}{f_m} \quad (2-3)$$

où $\Delta \epsilon_r / \epsilon_r$ est l'écart relatif de la constante diélectrique et $\Delta f_m / f_m$

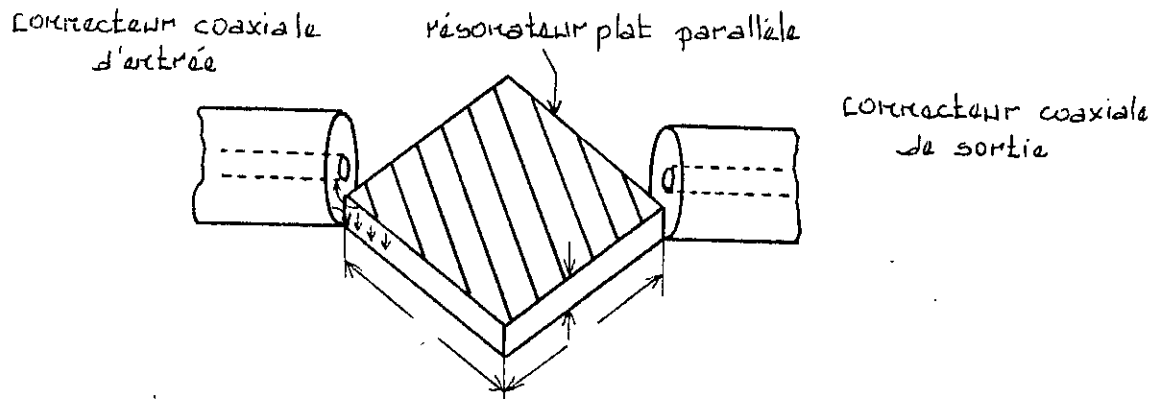


Fig 21. Résonateur plat parallèle avec un couplage coaxiale

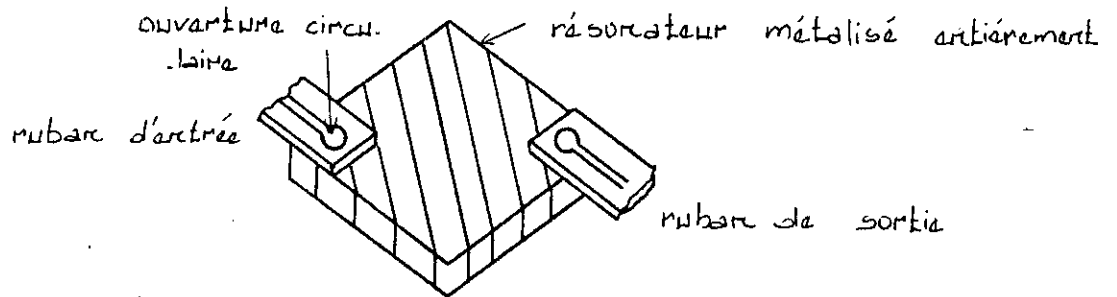


Fig 22. Résonateur plat parallèle avec couplage arc ouverture

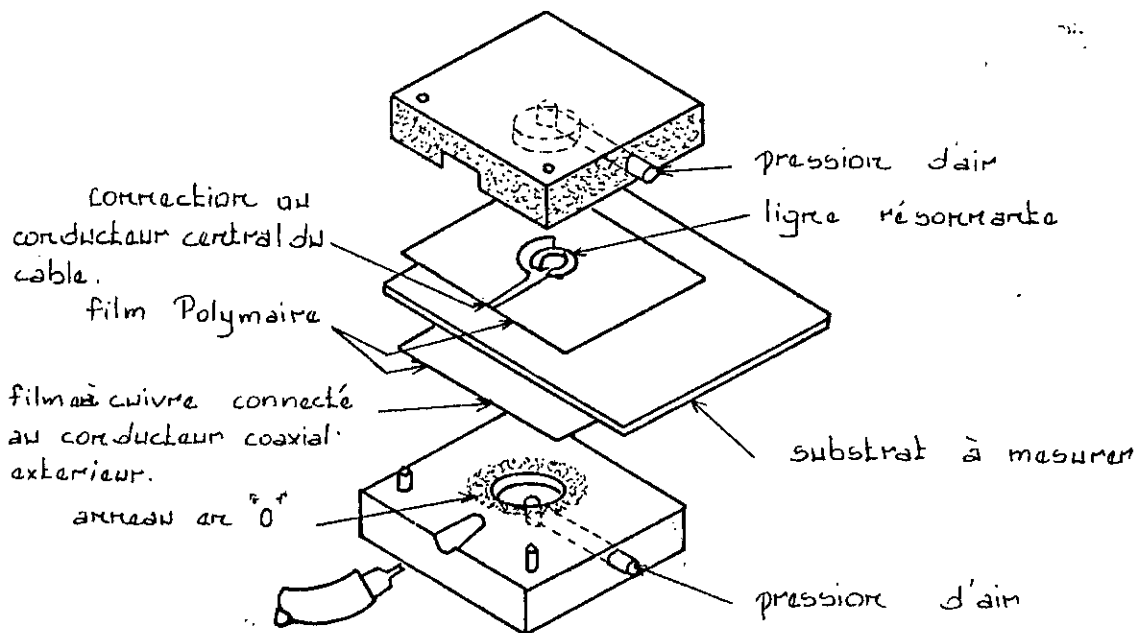


Fig 23 Dispositif de test pour une mesure précise d'un substrat diélectrique fin

est la variation relative de la fréquence de résonance à mesurer
 k est une constante déterminée par la forme du circuit résonnant et
 le matériau utilisé .

2.1.3 méthode 3 :

La Fig.2.4 montre [2] la coupe d'une ligne μ -ruban couverte par une
 couche diélectrique , à travers une analyse exacte des champs dans la
 ligne μ -ruban , on établit que le mode TEM est le plus effectif . Si la
 longueur de la ligne est choisie beaucoup plus importante que sa
 largeur et son épaisseur , et pour des lignes à faibles pertes
 , l'atténuation et la constante de phase sont données par

$$\alpha = \frac{1}{2} (LC)^{1/2} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) \quad (2-4)$$

où R, G, L et C sont respectivement la résistance, la conductance,
 l'inductance et la capacitance par unité de longueur,
 ω est la fréquence angulaire.

Maintenant considérons deux situations :

- a) Le substrat supérieur est pris comme référence (étalon) Fig.2.4.a.
- b) Le substrat étalon est remplacé par le substrat inconnu à mesurer
 Fig.2.4.b.

Ainsi, si la couche du milieu n'est pas magnétique , l'inductance L de
 la ligne reste inchangée, de même que la résistance R qui est causée
 par les pertes de conductance alors on en déduit :

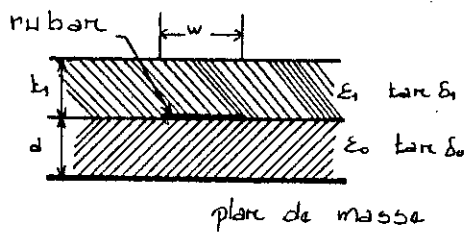
$$\frac{\beta_1 \omega_2}{\beta_2 \omega_1} = \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^{1/2} \quad (2-6)$$

$$\frac{2 \alpha_1 \omega_1}{\beta_1} - \frac{2 \alpha_2 \omega_2}{\beta_2} = \frac{G_1}{C_1} - \frac{G_2}{C_2} \quad (2-7)$$

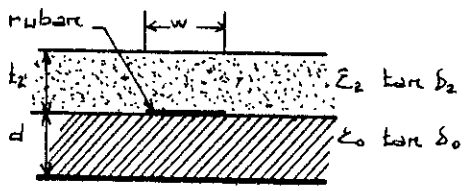
Dès lors, les propriétés diélectriques du substrat (1) sont connues
 les valeurs C_1 et G_1 sont calculées en utilisant les équations (1-11)
 et (1-12) citées dans l'annexe [A].

Il est à noter que C_2 et G_2 sont des fonctions implicites de la
 constante diélectrique ϵ_2 et du facteur de dissipation
 $\tan \delta_2 (= \sigma_2 / \omega_2 \cdot \epsilon_2)$, c'est à dire : $C_2 = u(\epsilon_2)$ et $G_2 = v(\epsilon_2, \tan \delta_2)$, ou u et
 v sont exprimées selon les équations (2-11) et (2-12) .

Ces équations ne sont pas linéaires , on les résoudra par les méthodes
 numériques , avec la précision désirée.

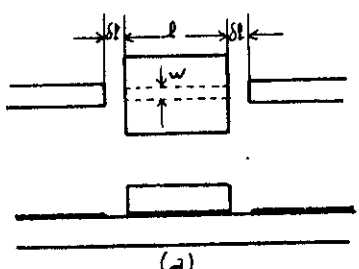


(a)

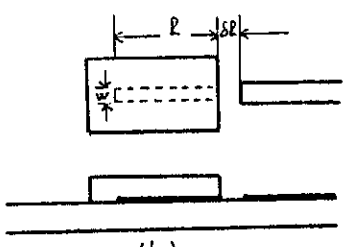


(b)

Fig 2.4. (a) Loupe transverse d'une structure à ligne micro ruban chargé d'un substrat étalon. (b) chargé d'un substrat inconnu.



(a)



(b)

Fig 2.5 Cavité micro ruban (a) type transmission (b) type réflexion

Voyant maintenant la procedure exacte de mesure pour la détermination des differents éléments.

Pour cela on utilisera la ligne μ -ruban constituant une cavité comme le montre la Fig.2.5. La cavité est isolée de la ligne par un vide de longueur δl pour que la ligne apparaisse comme une ligne ouverte aux basses frequences. La longueur δl est generalement comprise entre $0.2d$ et $0.4d$ pour des substrats à épaisseur d .

On precisera que pour les substrats fait à partir de materiaux tel que la ceramique ,l'élimination de l'air entre les substrats ne peut se faire à cause de la non deformabilité élastique de tel materiau ,d'ou cette méthode ne peut être utilisée dans ce cas.

les constantes de phases β_1 et β_2 sont identiques puisque $\beta=2\lambda/\pi$, et il est bien connu que pour les lignes de transmission à circuit ouvert, le facteur de qualité est:

$$Q = \frac{\beta}{2 \alpha} \quad (2-8)$$

D'apres ce qui precede, les équations (2-6) et (2-7) peuvent se mettre sous une forme plus convenable :

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \left(\frac{C_1}{C^2} \right)^{1/2} \quad (2-9)$$

$$\frac{\omega_1}{Q_1} - \frac{\omega_2}{Q_2} = \frac{G_1}{C_1} - \frac{G_2}{C_2} \quad (2-10)$$

La procedure pour la détermination de la constante dielectrique ϵ_2 et du facteur de perte $\tan \delta_2$ est resumée comme suit :

-On place le materiau de referance sur la cavité μ -ruban, comme le montre la Fig.2.5, on mesure la frequence de resonance ω_1 et le facteur de qualité Q_1 .

-On remplace le materiau de referance par le materiau inconnu et on mesure ω_2 et Q_2 .

-On calcule les valeurs C_1 et G_1 correpondante au 1^{er} essai en utilisant les équations (2-11) et (2-12).

-On deduit les valeurs de C_2 et G_2 à partir des équations (2-9) et (2-10).

-Substituons la valeur obtenue de C_2 dans l'équation (2-10) et

resolvons cette dernière pour trouver ϵ_2 .

-Substituons les valeurs de C_2 , G_2 et ϵ_2 dans (2-10) pour trouver σ_2 c'est à dire $\tan \delta_2 = \frac{\sigma_2}{\omega \epsilon_2}$.

2.2 PROPRIETES DES CONNECTEURS:

Dans la majorité des cas, il existe des transitions de l'antenne [1] imprimée aux modules de réceptions/transmissions, ou à quelques équipements de mesures qui sont terminés par des câbles coaxiaux ou des guides d'ondes.

La discontinuité naturelle des courants dans le voisinage des transitions est une source de rayonnement et de pertes par ondes de surface. cela peut entraîner des réflexions indésirables et parfois un changement de la fréquence de résonance de l'antenne. Il existe certains cas où on doit prendre en compte ces effets de transition :

a) Dans les applications où un niveau élevé d'adaptation d'impédance est nécessaire.

b) Dans le cas des substrats épais, de telle manière à avoir une large bande passante.

c) Dans le cas de la conception d'antenne plaque, spécialement lorsque l'adaptation à large bande passante est nécessaire, l'impédance parasite de la transition doit être prise en compte.

d) Dans la recherche et le développement de nouveaux types d'antennes imprimées, précisément celles combinées avec les circuits intégrés modernes et monolithiques, où des alimentations non conventionnelles sont utilisées.

A l'heure actuelle, la modélisation analytique des transitions coaxiale/ μ -ruban, et autres transitions est un problème de théorie de champ assez compliqué et la résolution analytique reste impraticable. Il est plus intéressant d'obtenir des pertes dues aux transitions par les méthodes expérimentales.

La procédure de test illustrée par le schéma de la Fig.2.6 ne donne pas uniquement les caractéristiques des connecteurs mais aussi celles de la ligne imprimée :

On mesure en premier lieu la puissance $P_1(f)$ de réflexion du court-circuit coaxial sans aucune transition, puis on mesure la puissance $P_2(f)$ de réflexion du montage avec transition tout en ayant le second connecteur terminé par une charge adaptée coaxiale de haute qualité. Le coefficient de réflexion totale est la superposition

de deux reflexions parvenant des deux connecteurs, ce coefficient est donne par :

$$|\Gamma_{tot}|^2 = \frac{P_2(f)}{P_1(f)} \quad (2-13)$$

puisque la sommation des deux ondes est coherente :

$$|\Gamma_{tot}|^2 = |\Gamma_1 + \Gamma_2|^2 \quad (2-14)$$

ou Γ_1 et Γ_2 est la reflexion due respectivement au connecteur 1 et au connecteur 2, ayant pour expression :

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= |\Gamma_1| e^{j\phi} \\ \Gamma_2 &= |\Gamma_2| e^{j(\phi + 4\pi l \sqrt{\epsilon_{eff}} / \lambda_0)} \end{aligned} \quad (2-15)$$

ou $|\Gamma_1|$ et $|\Gamma_2|$ sont leur amplitudes respectives, ϕ une phase arbitraire et $4\pi l \sqrt{\epsilon_{eff}} / \lambda_0$ est la phase ajoutée par le parcours de l'onde à travers la ligne μ -ruban. La phase ϕ peut être choisie égale à zéro, et les amplitudes de reflexions des deux connecteurs sont supposées être identiques. d'ou la reflexion totale s'écrit comme :

$$\begin{aligned} |\Gamma_{tot}|^2 &= |\Gamma|^2 \left| \left(1 + e^{j4\pi l \sqrt{\epsilon_{eff}} / \lambda_0} \right) \right|^2 \\ &= |\Gamma|^2 \left[1 + \cos(4\pi l \sqrt{\epsilon_{eff}} / \lambda_0) \right]^2 \end{aligned} \quad (2-16)$$

Le coefficient de reflexion mesuré sera une fonction periodique de la frequence, avec un maximum et un minimum :

$$|\Gamma|_{MAX}^2 = 4 |\Gamma|^2 \quad (2-17)$$

$$|\Gamma_{tot}|_{min}^2 = 0$$

De periode $\Delta f = \frac{c}{2 l \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2-18)$

Cette technique sert aussi bien à mesurer la constante diélectrique effective ϵ_{eff} tout en ayant mesuré la période Δf .

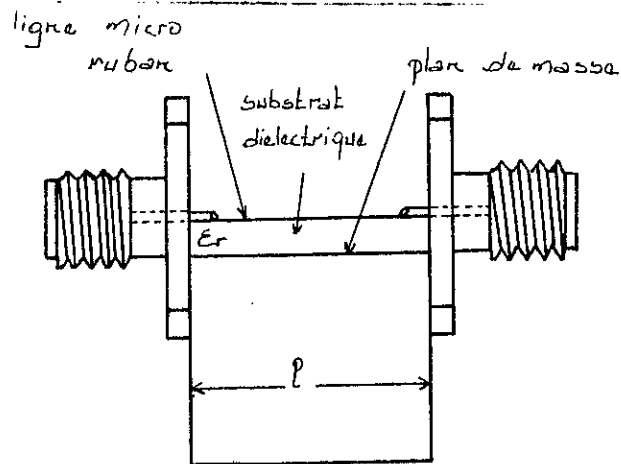


Fig2.6. Paire symétrique de transition coaxiale / micro ruban.

2.3 PROPRIETES ELECTRIQUES DE LA LIGNE IMPRIMEE :

Les trois paramètres fondamentaux d'une ligne imprimée sont :

- La constante diélectrique effective ϵ_{eff} , reliée à la constante de propagation β par $\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}$ avec k_0 le facteur d'onde dans l'espace libre.
- Le facteur d'atténuation α_d représentant la partie diélectrique.
- L'impédance caractéristique Z_c de la ligne

2.3.1 MESURE DE ϵ_{eff} :

2.3.1.1 METHODE 1 :

Une méthode a été déjà illustrée dans la partie précédente concernant les propriétés des connecteurs, mais celle-ci se révèle peut-être précise principalement à cause de la distance qui sépare les deux connecteurs, qui se prête à différentes définitions.

Une grande sensibilité et une bonne définition des longueurs sont obtenues pour les résonateurs imprimés.

L'idée consiste à créer une structure imprimée exacte [1] qui est mise en résonance par un couplage lâche à travers un espacement d'air étroit. L'anneau résonateur est pris comme exemple dans la Fig.2.7. La constante diélectrique effective de la ligne à tester est reliée à la fréquence de résonance de l'anneau f par :

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{n c}{2 f l} \quad (2-19)$$

n est l'ordre de la resonance, l est la circonference moyenne de l'anneau. Cependant l'effet de courbure reduit la précision

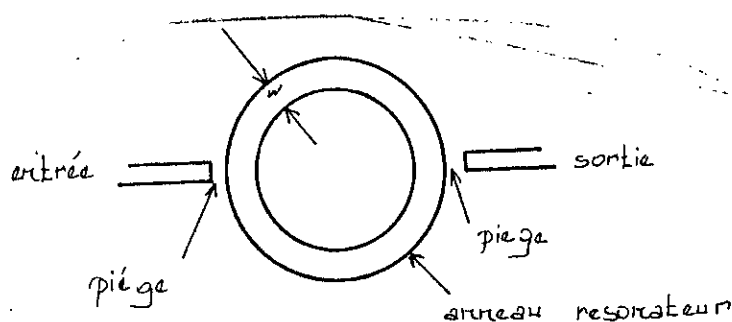


Fig.2.7 Resonateur en anneau pour la mesure de la constante dielectrique effective d'une ligne micro ruban.

2.3.1.2 METHODE 2 :

Pour remedier à l'effet de courbure, l'anneau est caracterisé cette fois ci par ses trois parametres géométriques [1] :

r_i , r_o (rayon interne, respectivement externe de l'anneau) et w (largeur de la ligne).

Maintenant, on definira deux rayons effectifs R_i et R_o par :

$$\begin{aligned} R_i &= \frac{1}{2} \left[(r_i + r_o) - W_{eff}(f) \right] \\ R_o &= \frac{1}{2} \left[(r_i + r_o) + W_{eff}(f) \right] \end{aligned} \quad (2-20)$$

La largeur effective à la fréquence f est definie par :

$$W_{eff}(f) = W + \frac{W_{eff}(0) - W}{1 - (f/f_p)^2} \quad (2-21)$$

ou $W_{eff}(0)$ est la largeur effective pour la fréquence nulle definie par :

$$W_{eff}(0) = h \gamma_0 / Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2-22)$$

où h est l'épaisseur du substrat, γ_0 l'impédance de l'espace libre égale à 377Ω et Z_c l'impédance caractéristique de la ligne, $\epsilon_{eff}(0)$ est l'approximation électrostatique de ϵ_{eff} et f_p est

definie par :

$$f_p = \frac{c}{W_{eff}(0) \sqrt{\epsilon_{eff}(0)}} \quad (2-23)$$

le facteur d'onde k de la resonance est deduit en resolvant l'equation :

$$J_n(kR_i) \cdot Y'(kR_o) - J_n(kR_o) \cdot Y'(kR_i) = 0 \quad (2-24)$$

où J_n et y_n sont les fonctions dérivées de Bessel respectivement de 1^{ere} et 2^{ere} espece d'ordre n . Finalement on obtient :

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{k c}{2 \pi f} \quad (2-25)$$

La precision est bonne pour des rayons larges et des substrats fins

2.3.1.3 METHODE 3 :

Prenons cette fois-ci le cas d'un resonateur rectiligne de longueur l , couplé à ses deux bouts, ou [1] à travers ses côtés.

Ce resonateur a une longueur d'extension l_e de chaque bord; la valeur l_e peut être calculer théoriquement ou prise dans des tables.

La constante dielectrique effective est égale à :

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{n c}{2 f (l + 2 l_e)} \quad (2-26)$$

2.3.1.4 METHODE 4 :

Cette technique [1] consiste à prendre deux resonateurs rectilignes de longueurs respectives l_1 et l_2 , avec $l_2 = 2 l_1$ comme le montre la Fig.2.8. Les frequences de resonance f_1 et f_2 des deux resonateurs sont mesurées independements et on trouve ainsi donc :

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{n c (2f_1 - f_2)}{2 f_1 f_2 (l_2 - l_1)} \quad (2-27)$$

$$l_e = \frac{f_2 l_2 - 2 f_1 l_1}{2f_1 - f_2} \quad (2-28)$$

pour que cette technique soit plus rigoureuse, il est recommandé de prendre $l_2 = 2l_1 + l_e$; d'où la connaissance à priori de l_e .

La technique des deux résonateurs présente l'avantage par rapport au résonateur en anneau que la précision ne dépend pas de la forme du résonateur.

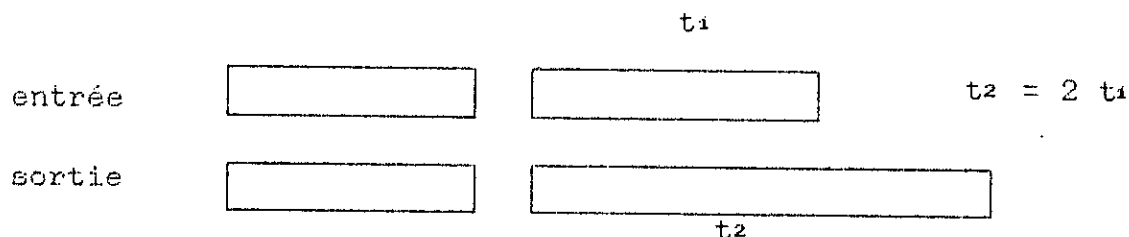


Fig.2.8. Deux résonateurs ouverts pour la mesure de la constante diélectrique effective.

2.3.1.5 METHODE 5 :

On considère cette [1] fois-ci que le premier résonateur est constitué par deux sections de longueurs respectives l_1 et l_2 ou $l_2 = \lambda_g/4$, le second résonateur est constitué d'une seule section de longueur l_1 . La procédure à suivre est comme suit pour la Fig.2.9. On mesure tout d'abord la constante diélectrique effective par l'une des techniques vues précédemment ; ayant trouvé après les fréquences de résonance f_1 et f_2 , nous posons le système d'équation suivant :

$$\frac{n c}{2 f_1 \sqrt{\epsilon_{eff}}} = l_1 + 2 l_{eg} \quad (2-29)$$

$$\frac{n c}{2 f_2 \sqrt{\epsilon_{eff}}} = l_1 + l_{eg} + l_{eo} \quad (2-30)$$

D'ici, nous déterminerons les longueurs effectives d'espacement l_{eg} , respectivement d'extension l_{eo} .

Maintenant, la valeur finale de la constante diélectrique effective est obtenue par itérations.

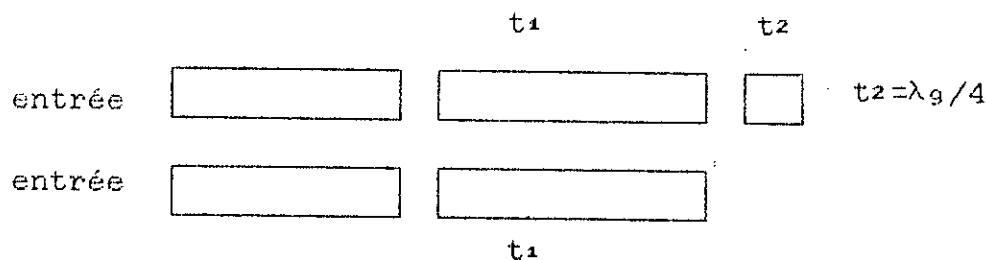


Fig. 2.9 Deux résonateurs ouverts pour la mesure de la constante diélectrique effective et de l'effet de l'extrémité des lignes micro-rubans

2.3.2 MESURE DE α :

Des mesures directes de pertes en puissance sur une ligne rectiligne ne peuvent être entreprises [1], à moins que celles-ci soient très élevées comme dans le cas des ondes millimétriques.

Habituellement la valeur α des substrats commerciaux se situe entre 0.05 et 0.1 db/ λ . Dans le cas de présence de pertes par rayonnement et ondes de surface, de telles valeurs sont difficiles à mesurer sans un étalonnage soigné.

Une méthode consiste à mesurer le facteur d'atténuation en utilisant l'équation de base (2-8).

Pour déterminer α à partir de la mesure de Q , on séparera les pertes par ondes de surface et par rayonnement.

La situation est résumée par l'équation :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q_u} \quad (2-31)$$

où Q est le facteur de qualité mesuré, défini par $f/\Delta f$, où f est la fréquence de résonance et Δf la largeur de bande.

Q_u facteur de qualité sans charge et Q_0 est l'inconnu à trouver.

La procédure suggérée pour réduire les erreurs est la suivante :

- On mesure le facteur de qualité pour un résonateur en anneau, où les pertes par rayonnement sont faibles et on trouve la valeur approximative de $Q = Q_u$.

- On mesure le facteur de qualité pour un résonateur rectiligne, ayant les mêmes paramètres et on trouve la valeur de Q .

- On utilise l'équation (2-31) pour calculer Q_0 .

- On utilise l'équation (2-8) pour trouver α .

Une autre technique consiste à prendre un résonateur rectiligne et on mesure le coefficient de réflexion ρ à l'entrée du résonateur.

Q_e est donné par :

$$Q_e = \frac{\pi n \rho}{1 - \rho^2} \quad (2-32)$$

ou n est l'ordre de résonance.

2.3.3 MESURE DE Z_c :

L'impédance caractéristique est un concept fondamental dans les circuits μ -ondes. Il existe des méthodes expérimentales précises et fiables pour la mesure d'impédance caractéristique.

2.3.3.1 METHODE 1 :

La procédure à suivre est comme suit [1] :

- Une longue ligne μ -ruban est placée entre deux connecteurs à faibles réflexions. L'un des connecteurs est adapté par une charge coaxiale d'impédance $Z_1 = 50\Omega$.

- L'impédance d'entrée à l'autre connecteur est mesurée par un analyseur de réseau en fonction de la fréquence, et un abaque de Smith est enregistré.

- Le tracé de l'impédance d'entrée sur l'abaque de Smith se présente sous forme de spirale circulaire et X_1, X_2 sont les valeurs extrêmes de la réactance.

La moyenne algébrique X est la réactance résiduelle de la transition :

$$X = \frac{X_1 + X_2}{2} \quad (2-33)$$

Soit R la valeur de l'impédance d'entrée à l'intersection avec l'axe réel de l'abaque de Smith.

L'impédance caractéristique de la ligne :

$$Z_c = (RZ_1 - X^2)^{1/2} \quad (2-34)$$

cette procédure est simple et rapide mais présente un inconvénient particulier : si R tend vers Z_1 , le lieu géométrique de l'impédance est presque parallèle à l'axe réel, et une faible réflexion de la transition causerait une erreur significative à

l'intersection avec l'axe reel.

Ainsi une faible precision est retenue pour lignes imprimées dont Z_0 est proche de 50Ω .

2.3.3.2 METHODE 2 :

Cette technique est tres interessante à cause de son independance vis-a-vis des parasites des connecteurs coaxiaux et sa simplicité [1]

- On prepare une ligne μ -ruban terminé par un court-circuit constitué par une plaque plate.

- On mesure le retard de la reflexion autour des frequences pour lesquelles la ligne μ -ruban court-circuitée présente une réctance nulle à la transition :

$$T = - \frac{d\beta}{d\omega} \cong \frac{2}{\pi Z_1} \frac{dX}{df} \quad (2-35)$$

qui représente le déphasage total des ondes reflechies.

Z_0 est donnée par :

$$Z_0 = Z_1 \frac{f T}{n(1+d)} \quad (2-36)$$

ou n est entier pour lequel la longueur du μ -ruban est multiple de la demi longueur d'onde. d est donné par :

$$d \cong \frac{(\epsilon_r - \epsilon_{eff})(\epsilon_{eff} - \epsilon_{eff}(0))}{\epsilon_{eff}(\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0))} \quad (2-37)$$

ϵ_r est la constante dielectrique relative du substrat.

$\epsilon_{eff}(0)$ est la constante dielectrique effective du substrat à la frequence zero (voir les equations (2-22) et (2-23)).

CHAPITRE 3

MESURES DES PARAMETRES DE L'ANTENNE

3.1 IMPEDANCE D'ENTREE Z_{in} :

Soit une ligne de transmission terminée par une charge qui est une antenne [5].

On considère l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} à l'extrémité de la ligne de transmission en $x=l$ comme le montre la Fig.3.1.

La disposition de cette antenne fait qu'une partie de l'onde électromagnétique sera réfléchiée et donnera naissance à des champs réfléchis. Les champs résultants sont :

$$\begin{cases} \vec{E} = \vec{E}^+ + \vec{E}^- \\ \vec{H} = \vec{H}^+ + \vec{H}^- \end{cases} \quad (3-1)$$

où \vec{E}^+ et \vec{H}^+ sont respectivement les vecteurs champ électriques et magnétiques incidents, \vec{E}^- et \vec{H}^- sont respectivement les valeurs champ électriques et magnétiques réfléchis

En termes de tension et courant on a :

$$\begin{cases} V = V^+ + V^- \\ I = I^+ + I^- \end{cases} \quad (3-2)$$

Le coefficient de réflexion ρ est défini comme étant le rapport du champ incident sur le champ réfléchi :

$$\rho = \frac{E^+}{E^-} = -\frac{H^+}{H^-} \quad (3-3)$$

ou bien :

$$\rho = \frac{V^+}{V^-} = -\frac{I^+}{I^-} \quad (3-4)$$

avec

$$\begin{cases} \rho = |\rho| \angle \arg(\rho) \\ |\rho| \leq 1 \end{cases}$$

Ainsi les equations (3-1) et (3-2) s'ecrivent :

$$\begin{cases} \vec{E} = \vec{E}^+ (1+\rho) \\ \vec{H} = \vec{H}^+ (1-\rho) \end{cases} \quad (3-5)$$

$$\begin{cases} V = V^+ (1+\rho) \\ I = I^+ (1-\rho) \end{cases} \quad (3-6)$$

Le champ électrique total E (respectivement la tension totale V) varie entre un max (resp V_{max}) lorsque $\rho = |\rho|$ et un minimum E_{min} (resp V_{min}) lorsque $\rho = -|\rho|$.

On appelle taux d'ondes stationnaires V.S.W.R noté généralement S le rapport :

$$VSWR = \frac{E_{MAX}}{E_{MIN}} = \frac{V_{MAX}}{V_{MIN}} \quad (3-7)$$

VSWR est un reel superieur ou égale à 1.

L'impedance complexe Z_{in} à l'entrée de l'antenne est definie par :

$$Z_{in} = \frac{E}{H} = \frac{E^+ + E^-}{H^+ + H^-} = \frac{E^+ (1+\rho)}{H^+ (1-\rho)} \quad (3-8)$$

Soit Z₀ = $\frac{E^+}{H^+}$ definie comme étant l'impedance d'onde.

Z₀ joue le role d'impedance caracteristique de la ligne de transmission notée Z₀.

Ainsi l'equation (3-8) s'ecrira :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad (3-9)$$

On utilise plus souvent l'impédance d'entrée réduite :

$$\gamma_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_c} = \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad (3-10)$$

Ainsi pour la mesure de l'impédance d'entrée d'une antenne, on est amené souvent à mesurer le coefficient de réflexion ρ de l'antenne, de ce fait il faut isoler l'antenne de toutes perturbations extérieures et éviter toutes réflexions sur les objets métalliques.

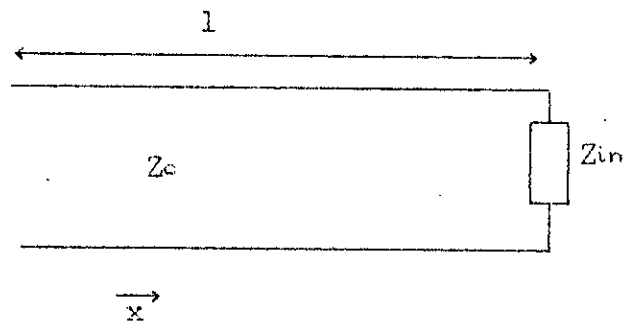


Fig .3.1

En pratique, on est toujours amené à insérer un ou plusieurs connecteurs ou câbles entre l'appareil de mesure et l'antenne ; ainsi la mesure se fera dans le plan situé à l'entrée du connecteur, d'où il faudra ramener cette impédance au niveau du plan de masse de l'antenne en tenant compte des paramètres du connecteurs : un calibrage en réflexion est nécessaire avant toute mesure (annexe B). Pour éviter le problème de désadaptation, il est souhaitable d'alimenter l'antenne plaque au moyen d'un coaxiale en position perpendiculaire au plan de l'antenne, ainsi l'adaptation s'effectuera en choisissant le point d'excitation convenable.

Si l'on tient compte de la self inductance correspondant à l'âme du câble coaxiale pénétrant d'une profondeur correspondant à l'épaisseur du substrat, il faudra corriger la partie réactive de l'impédance (annexe c).

3.2 FREQUENCE DE RESONANCE :

La fréquence de résonance de l'antenne est la fréquence pour [6] laquelle, le rayonnement est maximum, ce qui signifie pour l'impédance d'entrée un maximum de la partie réelle et une partie réactive nulle ce qui donne sur l'abaque de Smith un cercle centré sur l'axe réel, mais l'expérience donne un cercle centré dans la moitié supérieure de l'abaque, c'est à dire que Z_{in} à la résonance a

une partie inductive non nulle, cela est dû au fait que le maximum de la partie réelle apparaît pour une fréquence légèrement inférieure à celle pour laquelle la partie réactive s'annule.

La fréquence de résonance est déterminée expérimentalement à partir du tracé du module du coefficient de réflexion $|\Gamma|$ en fonction de la fréquence, f_r correspond à $|\Gamma|$ minimum.

3.3 BANDE PASSANTE :

la bande passante d'une antenne est la plage de fréquence où la puissance de rayonnement de l'antenne aux extrémités de cette plage correspond à la moitié de la puissance maximale rayonnée c'est à dire une atténuation de -3db.

Celle-ci est une définition classique de la bande passante.

En pratique on préfère exprimer la bande passante relative à une certaine valeur du VSWR, le plus souvent on prend la valeur du $VSWR \leq 2$.

La bande passante correspondante [7] est exprimée en % et est égale à :

$$B_p(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \cdot 100 \quad (3-11)$$

ou f_{min}, f_{max} : fréquences minimale et maximale aux points de rencontre de la courbe représentant l'impédance d'entrée normalisée et le cercle correspondant à $VSWR = 2$.

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

3.4 DIRECTIVITE :

Si $p(\theta, \phi)$ est la puissance rayonnée par une antenne [8] aux angles θ, ϕ par unité d'angle solide, nous savons d'après les diagrammes de rayonnement que celle-ci n'est pas distribuée uniformément ou isotropiquement mais présente des maxima et minima dans différentes directions. En intégrant $P(\theta, \phi)$ à travers une sphère nous obtenons la puissance totale rayonnée :

$$P_0 = \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} P(\theta, \phi) \cdot \sin(\phi) \cdot d\theta \cdot d\phi \quad (3-12)$$

Dans le cas d'un rayonnement isotropique, la puissance par unité d'angle solide devient :

$$P_{iso} = \frac{P_0}{4 \pi}$$

La directivité de l'antenne aux angles θ, ϕ est définie comme étant la densité de puissance en θ, ϕ sur la densité de puissance d'une source isotropique rayonnant la même puissance totale.

Ainsi si $D(\theta, \phi)$ est la directivité :

$$D(\theta, \phi) = \frac{\text{puissance par unité d'angle solide}}{\text{puissance isotropique par unité d'angle solide}}$$

$$= \frac{P(\theta, \phi)}{P_0/4\pi}$$

avec P_0 calculée à partir de l'équation (3-18), celle-ci devient donc :

$$D(\theta, \phi) = \frac{4 \pi P(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} P(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi} \quad (3-13)$$

D'après (3-13), on voit bien que la directivité est une fonction de θ et ϕ , ainsi il existe une certaine direction privilégiée notée $\Delta(\theta_0, \phi_0)$ où la directivité est maximale, de là on définit la capacité d'une antenne à concentrer l'énergie dans une direction privilégiée :

$$D(\theta_0, \phi_0) = \frac{4 \pi P(\theta_0, \phi_0)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} P(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi} \quad (3-14)$$

3.4.1 methode 1 :

Cette technique repose sur la [8] définition de la directivité (voir l'équation (3-14)).

La procédure consiste à relever le gain de l'antenne sur toute la surface d'une sphère fictive entourant l'antenne : on positionne à un angle θ et on effectue une révolution en ϕ pour chaque angle θ .

Cette technique présente l'inconvénient d'être fastidieuse de point de vue pratique et nécessite un temps de calcul assez remarquable, néanmoins elle reste la plus précise.

3.4.2 methode 2 :

Cette technique fait appel à une formule [9] mathématique approximative de la directivité, et consiste en une mesure du diagramme de rayonnement dans les deux plans principaux E et H de l'antenne, et la

directivité sera donnée par:

$$D \cong \frac{32400}{\theta_E \theta_H} \quad (3-15)$$

ou θ_E et θ_H sont respectivement les angles d'ouvertures à -3db du diagramme de rayonnement dans le plan E respectivement dans le plan H, θ_E et θ_H sont exprimés en degrés.

Cette technique est assez simple mais moins précise.

3.4.3 methode 3:

Cette dernière technique [8] repose sur la relation qui existe entre le gain et la directivité :

$$D = \frac{G}{\eta} \quad (3-16)$$

ou η est le rendement de l'antenne .

Si on mesure le gain G par l'une des méthodes décrites précédemment ainsi que le rendement η la directivité sera exprimée par l'équation (3-16).

3.5 GAIN :

Le terme gain peut être défini de différentes façons ; considérons la définition suivante :

Le gain d'une antenne dans une direction donnée, est le rapport de la puissance rayonnée par l'antenne dans cette direction, à celle rayonnée par l'antenne isotrope recevant la même puissance à l'entrée. Le terme gain est souvent considéré comme étant le gain maximum de l'antenne. Cependant, l'antenne isotrope qui est en fait une antenne

idéale n'existe pas pratiquement, le choix évident de la mesure du gain d'une antenne par comparaison avec l'antenne isotrope est systématiquement rejeté.

Un autre choix plus évident est de comparer l'antenne à une antenne de référence dont le gain est connu.

Il existe plusieurs méthodes pour la mesure du gain, nous illustrerons les plus connues :

La méthode des deux antennes, la méthode des trois antennes, ainsi que deux autres méthodes.

3.5.1 METHODE 1 :

Elle est dite méthode des deux antennes. Considérons deux antennes A et B séparées d'une distance R, [8] comme le montre la Fig.3.2.

Les incertitudes de mesure dans un banc d'analyse de réseau sont étroitement liées aux réflexions multiples entre les désadaptations dans des connecteurs et les autres discontinuités des accessoires.

La paire d'antennes d'émission et de réception, traitée comme un quadripôle a les mêmes composantes de discontinuités à l'entrée qu'à la sortie des circuits. Mais les coefficients de transmission dans la région de rayonnement restent compliqués, du fait des nombreuses réflexions dues à l'environnement, néanmoins, cette paire illustrée par la Fig.3.2, peut être modélisée par deux ports désignés par la Fig.3.3. S_{11} et S_{22} sont les coefficients de réflexion respectivement à l'entrée et à la sortie du quadripôle, S_{21} et S_{12} sont les coefficients de transmission respectivement à l'entrée et à la sortie du quadripôle.

La densité de puissance présente à l'antenne de réception est :

$$P_r = \eta_T \frac{P_0 D_T}{4 \pi R^2} \quad (3-17)$$

où η_T est le rendement de l'antenne d'émission, D_T est la directivité de l'antenne d'émission et P_0 la puissance totale d'émission.

La puissance reçue par l'antenne de réception est donc :

$$P_R = P_T A_R \quad (3-18)$$

où A_R est l'aire effective de l'antenne de réception qui est liée au rendement de l'antenne de réception η_R et sa directivité D_R comme telle :

$$A_R = \eta_R \frac{D_R \lambda^2}{4 \pi}$$

Les pertes totales de transmission entre les deux antennes peuvent être obtenues par un test préliminaire qui consiste en une connection directe du generateur d'émission au poste recepteur.

On reçoit ainsi au poste recepteur la puissance :

$$P_{R1} = \frac{0.5 b_g^2 (1 - |\rho_L|^2)}{|1 - \rho_L \rho_g|^2} \quad (3-19)$$

Mais la puissance disponible du generateur avec la condition d'adaptation $\rho_L = \rho_g^*$ est : $P_{av} = \frac{1}{2} b_g^2 / (1 - |\rho|^2)$

ainsi donc :

$$P_{R1} = P_{av} \frac{(1 - |\rho_g|^2) (1 - |\rho_L|^2)}{|1 - \rho_L \rho_g|^2}$$

Maintenant, en introduisant les deux antennes, la puissance reçue au poste de reception est :

$$P_{R2} = \frac{0.5 b_g^2 (1 - |\rho_L|^2) |S_{21}|^2}{|1 - \rho_g \rho_T - \rho_L \rho_R + \rho_g \rho_T \rho_L \rho_R - \rho_g \rho_L S_{12} S_{21}|^2} \quad (3-20)$$

Si les antennes sont convenablement separées, le terme de second ordre $\rho_g \rho_L S_{12} S_{21}$ est negligé, le rapport des équations (3-19) et (3-20) est ainsi :

$$\frac{P_{R2}}{P_{R1}} = \frac{|S_{21}|^2 |1 - \rho_L \rho_g|^2}{|1 - \rho_g \rho_T|^2 |1 - \rho_L \rho_R|^2}$$

où en termes de puissance disponible :

$$\frac{P_{R2}}{P_{av}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\rho_L|^2) (1 - |\rho_g|^2)}{|1 - \rho_g \rho_T|^2 |1 - \rho_L \rho_R|^2} \quad (3-21)$$

Negliger le terme de second ordre, revient à negliger les multiples reflexions dans la zone de rayonnement et permet de considerer que l'émetteur est isolé selon le diagramme de fluence de la Fig.3.4.

La puissance rayonnée non affectée par les objets extérieurs est :

$$P_o = P_{av} \frac{(1 - |\rho_g|^2) (1 - |\rho_T|^2)}{|1 - \rho_g \rho_T|^2} \quad (3-22)$$

L'antenne de reception reçoit la puissance $\eta_R \eta_T \frac{P_o D_T A_R}{4 \pi R^2}$,

cette dernière donnerait pour un poste recep- teur adapté la puissance :

$$\frac{1}{2} b_R^2 = \eta_R \eta_T \frac{P_o D_T A_R}{4 \pi R^2} (1 - |\rho_R|^2) \quad (3-23)$$

b_R est l'onde qui devrait être reçue si $\rho_L = 0$, et devient b_R pour un recep- teur desadapté, comme c'est illustré dans le diagramme de fluence Fig.3.5.

Dans ce cas la puissance reçue pour le poste recep- teur est :

$$P_{R2} = \frac{0.5 |b_R|^2 (1 - |\rho_L|^2)}{|1 - \rho_R \rho_L|^2}$$

En substituant $0.5 |b_R|^2$ de l'équation (3-23) :

$$P_{R2} = \eta_R \eta_T P_o \frac{D_T A_R (1 - |\rho_R|^2)(1 - |\rho_L|^2)}{4 \pi R^2 |1 - \rho_R \rho_L|^2} \quad (3-24)$$

En ajoutant le facteur de perte de la polarisation P et en substituons P_o de l'équation (3-22) :

$$P_{R2} = P_{av} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 P \eta_R \eta_T D_T D_R \frac{(1 - |\rho_g|^2)(1 - |\rho_L|^2)(1 - |\rho_R|^2)(1 - |\rho_T|^2)}{|1 - \rho_g \rho_T|^2 |1 - \rho_R \rho_L|^2} \quad (3-25)$$

Si on compare les équations (3-21) et (3-25) les pertes de transmission spatiales $|S_{21}|^2$ est :

$$|S_{21}|^2 = \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 P \eta_R \eta_T D_T D_R (1 - |\rho_R|^2) (1 - |\rho_T|^2) \quad (3-26)$$

Il est essentiel de souligner que cette dernière expression englobe toutes les sources de pertes à l'exception des effets des réflexions multiples entre les deux antennes.

Dans le cas simple, les antennes sont coplanaires, sans pertes de polarisation et toutes les transitions sont adaptées à la ligne de transmission ainsi $\rho_g = \rho_L = \rho_T = \rho_R = 0$, et P_{av} est égale à la puissance P_m mesurée du générateur, débitée dans une charge adaptée. Avec ces considérations, l'équation (3-25) se réduit à l'équation de transmission de FRIIS :

$$\frac{P_{R2}}{P_m} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (3-27)$$

l'équation de FRIIS est la formule de base pour la mesure du gain absolu, où $\eta D = G$ est $(\lambda/4\pi R)^2$ est le facteur de perte d'espace libre. Si G_A et G_B sont les gains respectivement de l'antenne A et l'antenne B, l'équation de FRIIS en decibel s'écrit :

$$G_A + G_B = 20 \text{ LOG} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) - 10 \text{ LOG} \left(\frac{P_T}{P_R} \right) \quad (3-28)$$

où P_T est la puissance mesurée au niveau du generateur, et P_R est la puissance dans la charge receptrice.

La mesure du gain absolu peut s'effectuer si les deux antennes sont des étalons primaires identiques, alors :

$$G_A = G_B = 0.5 \left[20 \text{ LOG} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) - 10 \text{ LOG} \left(\frac{P_T}{P_R} \right) \right] \quad (3-29)$$

Seules trois quantites sont requises pour la mesure : une longueur, la frequence et le rapport de puissance.

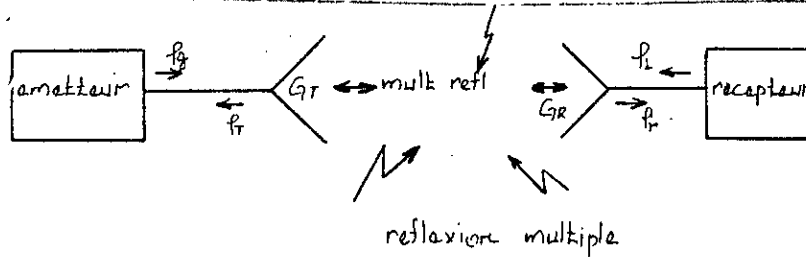


Fig.3.2. Paire de transmission - reception.

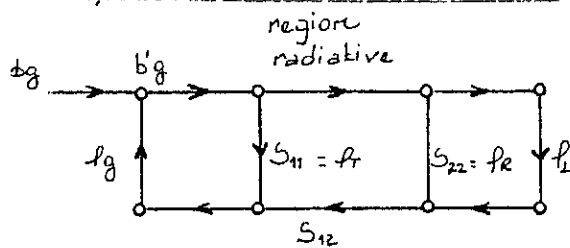
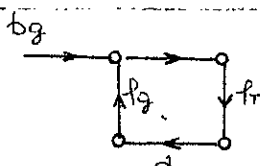


Fig.3.3. Graphe de fluxes d'une paire de transmission - reception.



Graphe de fluxes d'une transmission
Fig.3.4.

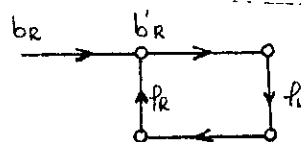


Fig.3.5. Graphe de fluxes d'une
reception

3.5.2 METHODE 2 :

Dans le cas où on ne dispose pas d'antenne identiques, on utilisera alors trois antennes A, B et C, d'où le nom de la methode des trois antennes. Ces antennes A, B et C ont pour gain respectif G_A , G_B et G_C inconnus. Les tests de mesures se font par combinaisons deux à deux des trois antennes, ainsi on obtient [8] les trois equations :

$$\begin{aligned} G_{A \text{ db}} + G_{B \text{ db}} &= 20 \text{ LOG} \left[\frac{4\pi R}{\lambda} \right] - 10 \text{ LOG} \left[\frac{P_T}{P_R} \right]_{AB} \\ G_{A \text{ db}} + G_{C \text{ db}} &= 20 \text{ LOG} \left[\frac{4\pi R}{\lambda} \right] - 10 \text{ LOG} \left[\frac{P_T}{P_R} \right]_{AC} \\ G_{B \text{ db}} + G_{C \text{ db}} &= 20 \text{ LOG} \left[\frac{4\pi R}{\lambda} \right] - 10 \text{ LOG} \left[\frac{P_T}{P_R} \right]_{BC} \end{aligned} \quad (3-30)$$

En mesurant les trois rapports de puissance, le gain de chaque antennes sera déterminé en resolvant ces trois equations :

$$\begin{aligned} G_{A \text{ db}} &= 0.5 \left[20 \text{ LOG} \left[\frac{4\pi R}{\lambda} \right] - \frac{P_T}{P_R} \Big|_{AC} - \frac{P_T}{P_R} \Big|_{AB} + \frac{P_T}{P_R} \Big|_{BC} \right] \\ G_{B \text{ db}} &= 0.5 \left[20 \text{ LOG} \left[\frac{4\pi R}{\lambda} \right] - \frac{P_T}{P_R} \Big|_{AB} - \frac{P_T}{P_R} \Big|_{BC} + \frac{P_T}{P_R} \Big|_{AC} \right] \\ G_{C \text{ db}} &= 0.5 \left[20 \text{ LOG} \left[\frac{4\pi R}{\lambda} \right] - \frac{P_T}{P_R} \Big|_{AC} - \frac{P_T}{P_R} \Big|_{BC} + \frac{P_T}{P_R} \Big|_{AB} \right] \end{aligned}$$

3.5.3 METHODE 3 :

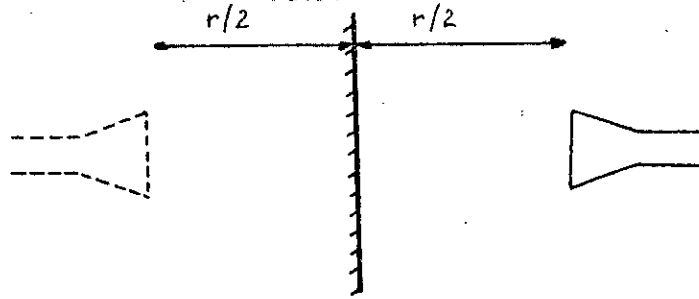
Les reflexions de l'environnement avoisinant peuvent être reduites en reduisant la distance separant la paire d'antennes [8]

(emission-reception), mais cela peut être fait au depend des conditions du champ lointain. Cette technique dont l'initiateur est PURCELL, est basée sur l'utilisation d'une surface reflechissante qui agit comme un miroir, ainsi l'image de l'antenne d'emission devient une seconde antenne identique comme l'illustre la Fig.3.6.

Si ρ est le coefficient de reflexion du miroir l'equation de FRIIS peut s'ecrire :

$$\frac{P_R}{P_T} = |\rho|^2 = \left[\frac{S-1}{S+1} \right]^2 = G^2 \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 \quad (3-31)$$

où S est le taux d'onde stationnaires dans l'antenne source.



Méthode de PURCELL pour la mesure de gain.

Fig.3.6.

3.5.4 METHODE 4 :

Le problème des réflexions multiples entre deux antennes rapprochées en [8] a été exploité par NEWELL en réduisant la distance de séparation des deux antennes aux dimensions du champ proche et du champ intermédiaire. Dans la région de FRAUNHOFER, le terme $1/r$ est remplacé par un développement en série en puissance de $1/r$.

Ainsi l'amplitude d'onde reçue est :

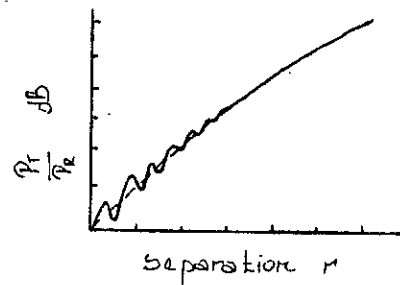
$$b_R = C \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\exp(-j(2p+1)kor)}{r^{2p+1}} \sum_{q=0}^{+\infty} \frac{A_{pq}}{r^q} \quad (3-32)$$

où C est une constante dépendant de l'amplitude transmise et du coefficient de réflexion dans l'antenne de réception.

Cette expression est facile à comprendre sous la forme suivante :

$$b_R = \frac{\exp(-jkor)}{r} \left[A_{00} + \frac{A_{01}}{r} + \frac{A_{02}}{r^2} + \dots \right] + \frac{\exp(-j3kor)}{r^3} \left[A_{10} + \frac{A_{11}}{r} + \frac{A_{12}}{r^2} + \dots \right] + \dots$$

où les termes en $\exp(-jkor)/r$ sont les termes de transmission directe, ceux en $\exp(-j3kor)/r^3$ sont les termes de la réflexion du 1^{er} ordre, et le reste sont ceux des réflexions d'ordre supérieurs. A_{00} est le seul terme qui persiste dans la région du champ lointain. Si l'intensité relative est mesurée comme une fonction de la distance de séparation r , des variations périodiques sont observées comme l'indique la Fig.3.7. La droite moyenne des variations correspond à A_{00} , ainsi on peut déterminer le gain de façon précise par extrapolation aux distances éloignées.



Intensité relative pour une augmentation de la distance de séparation d'une paire d'antenne.

Fig.3.7

3.6 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT :

Le diagramme de rayonnement est une représentation de la distribution du gain dans l'espace. Il est évident qu'une représentation dans tout l'espace serait abérante, pour cela on choisit certains plans spécifiques qui sont :

* Le plan E ($\phi = 0$)

* Le plan H ($\theta = \pi/2$)

Il existe deux types de représentation :

Une représentation cartésienne, où le gain relatif est en ordonnée et l'angle polaire en abscisse.

Une représentation polaire, où le gain est en module et l'angle polaire en phase.

A partir du diagramme de rayonnement on peut calculer la directivité en extractant les angles d'ouvertures à -3 db θ_E , θ_H dans les plans E, et H respectivement.

3.7-POLARISATION :

Un transfert maximum de puissance est obtenu entre deux antennes quant il ya adaptation en polarisation, il ya trois applications importantes des mesures de polarisation :

- La discrimination de polarisation accroît la capacité du canal, par réutilisation de la fréquence dans les liaisons par satellite.
- La caractérisation du champ proche exige des mesures de polarisation précises.
- Dans la détection radar, l'effet de la pluie dépend de l'utilisation d'une bonne polarisation circulaire dans les rayonnements direct et diffracté.

3.7.1 DIAGRAMME CO-ET CROSS POLAIRE :

Il est usuel de definir la polarisation en un point du champ comme etant la direction du vecteur champ electrique en ce point [8].

Il existe d'autres considerations pour le cas elliptique general, pour l'instant on s'interesse au champ ayant une polarisation lineaire unique perpendiculaire à la direction de propagation.

On prendra comme exemple la polarisation du champ lointain d'une ouverture rayonnante rectangulaire :

soit le model du cornet represente dans le systeme de coordonnées de la Fig.3.8.

Dans une mesure typique du champ lointain, le cornet a mesuré "A" va tourner autour d'un axe vertical, pendant que la sonde proche reste fixé dans un plan horizontal commun.

Si le champ au voisinage du cornet a l'origine du systeme de coordonné est polarisé dans la direction Y.

Il peut être écrit comme E_y . En general, les composantes du champ E_θ et E_ϕ sont données par les equations suivantes :

$$E_\theta = \frac{j}{\lambda r} \exp(-jkr) \left[f_x(\theta, \phi) \cos\phi + f_y(\theta, \phi) \sin\phi \right] \quad (3-33)$$

$$E_\phi = \frac{j}{\lambda r} \exp(-jkr) \left[f_y(\theta, \phi) \cos\phi - f_x(\theta, \phi) \sin\phi \right] \quad (3-34)$$

Où $f_x = \int_x \int_y E_x(x, y) \exp(j\Omega) dx dy$

$$f_y = \int_x \int_y E_y(x, y) \exp(j\Omega) dx dy$$

$$\Omega = k_0 x \sin(\theta) \cos(\phi) + k_0 y \sin(\theta) \sin(\phi)$$

avec un champ lointain polarisé lineairement dans la direction determiné par l'addition vectoriel de E_θ et E_ϕ .

Aussi loin que cette direction est alignée avec le champ avoisinant E_y , le champ lointain est appelé co-polaire, alors que toute composante orthogonale est crossée.

A travers cette definition, une mesure co-polaire dans l'angle de coupe ϕ est réalisé par rotation de l'antenne à mesurer autour de l'axe Z de A a la position B voir Fig.3.8, c'est à dire $90-\phi$

degrés dans le sens des aiguilles d'une montre le long de Z. La sonde est alignée le long de l'axe Z, dirigée dans la direction de l'origine, et en rotant autour de son axe jusqu'à ce que sa direction de polarisation corresponde à la direction E_y .

Il y a une considération implicite que la sonde est un cornet rectangulaire à plan H avec un vecteur électrique parallèle au côté étroit.

Le mouvement de la sonde dans le plan (Y-Z) ou plus pratiquement la rotation de l'antenne autour de l'axe Z, produit une coupe du diagramme co-polaire à l'angle ϕ

Pour chaque angle de vue θ , l'orientation des vecteurs unitaires a_θ et a_ϕ reste fixée, comme le montre la Fig.3.9.

Au voisinage de l'antenne sonde, E_y est l'amplitude mesurée du champ lointain copolaire $E_p(\theta, \phi)$ donnée en termes de E_θ et E_ϕ

$$E_p(\theta, \phi) = E(\theta, \phi) [\sin\phi a_\theta + \cos\phi a_\phi] = E(\theta, \phi) a_{\cos\phi} \quad (3-35)$$

Les diagrammes croisés sont déterminés par rotation de 90° de

la sonde comme le montre la Fig.3.10, avec une amplitude mesurée du champ :

$$E_x(\theta, \phi) = E(\theta, \phi) [\cos\phi a_\theta - \sin\phi a_\phi] = E(\theta, \phi) a_{\cos\phi} \quad (3-36)$$

En pratique, les antennes testées peuvent avoir une distribution de champs croisés E_x , et les effets de ceux-ci peuvent être observés par transformation des expressions \vec{E}_θ et \vec{E}_ϕ en vecteurs unitaires rectangulaires du système de coordonnées de l'antenne test

$$\text{ainsi } \begin{cases} a_\theta = \cos\theta \cos\phi a_x + \cos\theta \sin\phi a_y - \sin\theta a_z \\ a_\phi = -\sin\theta a_x + \cos\theta a_y \end{cases} \quad (3-37)$$

$$a_{\cos\phi} = \sin\phi a_\theta + \cos\phi a_\phi \quad (3-38)$$

$$= -(1-\cos\theta)\sin\phi \cos\phi a_x + [1-\sin^2\theta(1-\cos\theta)] a_y - \sin\theta \cos\phi a_z$$

$$a_{\sin\phi} = \cos\phi a_\theta - \sin\phi a_\phi$$

$$\begin{bmatrix} E_r(\theta, \phi) \\ E_\phi(\theta, \phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\phi) & \cos(\phi) \\ \cos(\phi) & -\sin(\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} E_r(\theta, \phi) \\ E_\phi(\theta, \phi) \end{bmatrix} = j\psi \cos(\theta/2) \begin{bmatrix} \frac{1-t^2}{2} \cos(2\phi) & \frac{t^2}{2} \sin(\phi) \\ \frac{t^2}{2} \sin(\phi) & \frac{1+t^2}{2} \cos(2\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x(\theta, \phi) \\ i_y(\theta, \phi) \end{bmatrix}$$

où $\psi = \frac{\exp(-k_0 r)}{\lambda r}$ et $t = \tan(\theta)$

pour des gains élevés et des angles termes $\tan^2(\theta/2)$ tend vers 0 et $\cos(\theta/2)$ tend vers 1.

D'où $E_r \approx j\psi i_y(\theta, \phi)$; $E_\phi \approx j\psi i_x(\theta, \phi)$

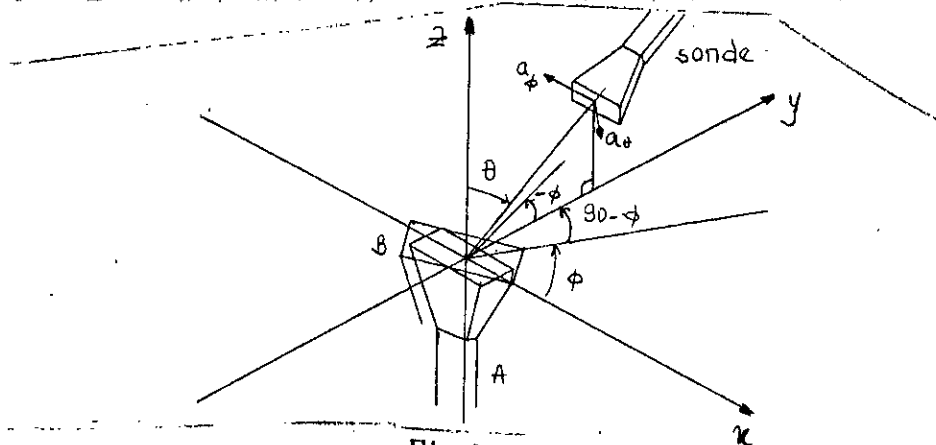


Fig.3.8

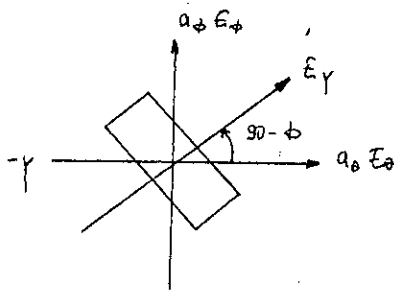


Fig.3.9

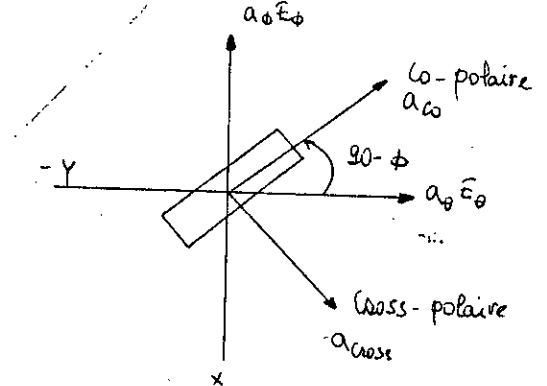


Fig.3.10

3.7.2 POLARISATION D'ONDE :

Le rapport "co/cross polaire" dans les ondes transversale specifie la polarisation comme une paire de vecteurs orthogonaux dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation [8].
Le rapport co/cross polaire pour chaque type de polarisation est defini comme tel suivant la Fig.3.11.

* Polarisation lineaire : $E_L = p_L \exp(j.\delta_L)$ (3.39)

avec $p_L = \frac{E_V}{E_H}$

+ Polarisation lineaire en diagonale : $E_D = p_D \exp(j.\delta_D)$ (3.40)

avec $p_D = \frac{E_{135}}{E_{45}}$

* Polarisation circulaire : $E_C = p_C \exp(j.\delta_C)$ (3.41)

avec $p_C = \frac{E_R}{E_L}$

E_H, E_V designent respectivement les vecteurs horizontal et vertical.
 E_R, E_L designent respectivement les vecteurs à rotation droite et gauche à la fréquence ω .

δ_L et δ_D sont les phases relatives entre les vecteurs lineaires.
 δ_C est la phase du vecteur à rotation à droite à l'instant ou celui à rotation à gauche est horizontal.

Pour le cas d'une polarisation elliptique on defini le rapport d'axe comme etant :

$$r = \frac{E_V + E_L}{E_R - E_L} \quad (3.42)$$

$$E_x = E_H \cos(\omega t)$$

$$E_y = E_V \cos(\omega t + \delta_L)$$

D'où $\frac{E_x^2}{E_H^2} + \frac{E_y^2}{E_V^2} - \frac{2 E_x E_y}{E_H E_V} \cos(\delta_L) = \sin^2(\delta_L)$

équation d'une ellipse

si $\delta_L = \pi/2$ et $E_H = E_V = E$, on obtient une polarisation circulaire tournant en sens contraire des aiguilles d'une montre.

$$E_x^2 + E_y^2 = E^2$$

$\delta_L = -\pi/2$ donnera une polarisation circulaire tournant dans le sens des aiguilles d'une montre.

quand $\psi = 0$, les 2 polarisations se coincident et les pertes sont nulles

(3.43)

$$P = \cos^2 \phi$$

POINCARÉ dans la Fig. 3.14, avec :

Il peut être déterminé à partir de l'angle de séparation "2 ψ " dans le plan du grand cercle à l'émission et à la réception sur la sphère de

puissance reçue s'il y a adaptation en polarisation

$$P =$$

puissance reçue par l'antenne

Le facteur de perte par polarisation est défini comme :

+ La latitude est égale à $Zarcot(-\rho)$ ou ρ est le raticoaxial.

+ La longitude est égale à deux fois l'angle d'inclinaison, soit 2τ

Pour localiser les polarisations, on utilise les règles suivantes :

comme c'est schématisé dans la Fig. 3.13.

Dans ce diagramme, l'angle d'inclinaison τ se réfère à la direction du vecteur unitaire \hat{e}_τ dans le système de coordonnées de l'antenne

illustré dans la Fig. 3.12.

L'hémisphère nord et une rotation vers la droite dans le sud comme propagation est "extérieure", avec une rotation vers la gauche dans

descriptant une polarisation assez particulière, la direction de

être représentée sur la sphère avec chaque point sur sa surface

d'émissions et de réception, toute polarisation possible peut

rapports d'axes et des sensés de polarisation, des antennes

rapidement les pertes à partir des angles d'inclinaison, des

sur la sphère de POINCARÉ (81). Il est possible de déterminer

polarisation P . En représentant toutes les polarisations possibles

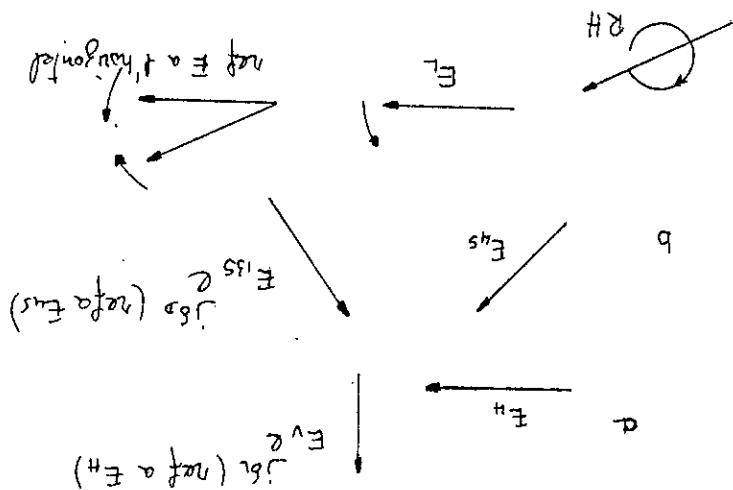
Il devient nécessaire de déterminer le facteur de perte par

En général, quand les antennes ne sont pas adaptées en polarisation,

3.7.3 SPHERE DE POINCARÉ :

- a : linéaire
- b : diagonal linéaire
- c : circulaire

Fig 3.11



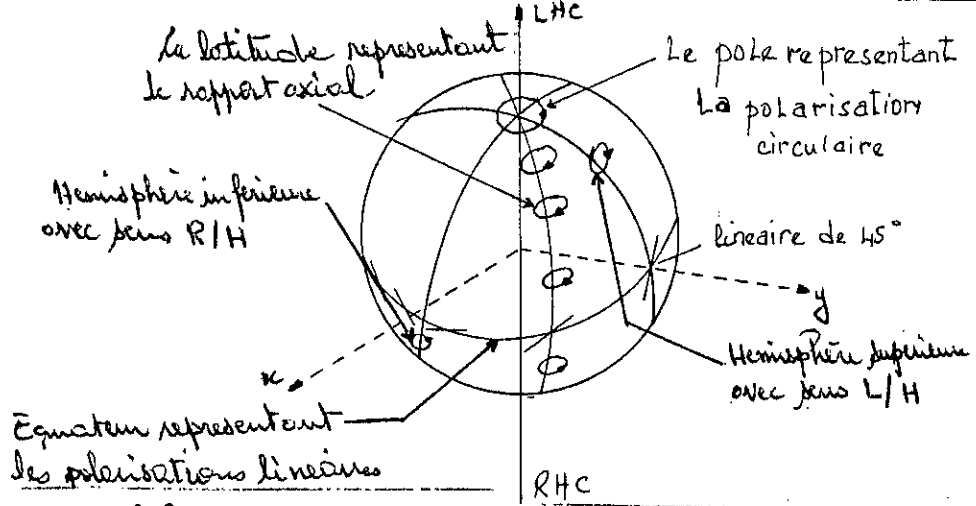


Fig.3.12

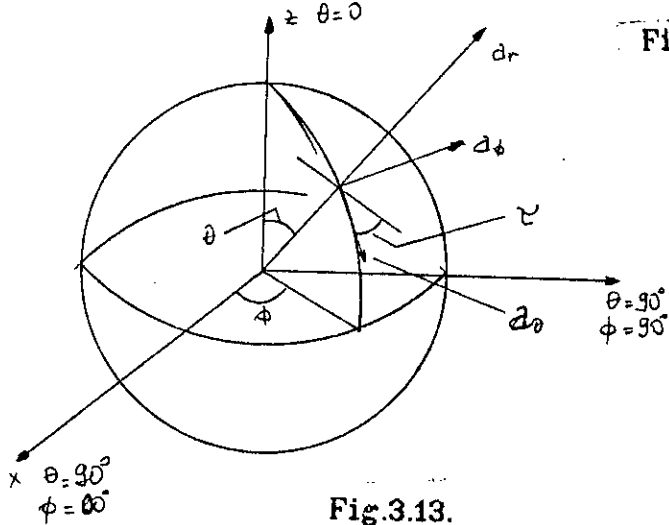


Fig.3.13.

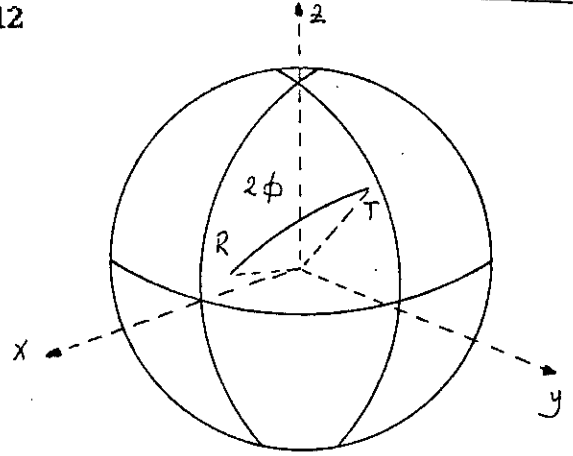


Fig.3.14

3.7.4 MESURE DE POLARISATION :

3.7.4.1 METHODE DE L'AMPLITUDE-PHASE :

Toutes paires orthogonales définie dans les équations (3.39)-(3.41) est suffisante pour localiser un point sur la sphere de POINCARÉ. Les rapports d'amplitude et de phase pour chaque paire ont des angles equivalents sur la sphere en relation avec les poles ou le plan equatorial [8].

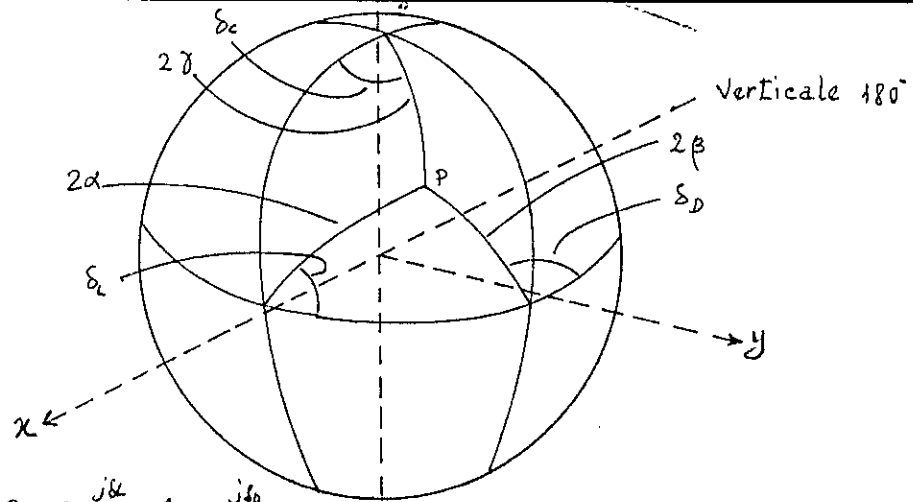
Ceci est illustré pour un point p dans la Fig.3.15.

L'application de cette methode pour le cas d'antenne polarisée circulairement en Fig.3.16.

$$P_c = p_c \exp(j.\delta_c) = \frac{E_r}{E_L} \exp(j.\delta_c) \quad (3.44)$$

avec $\delta_c = \arctan(p_c)$

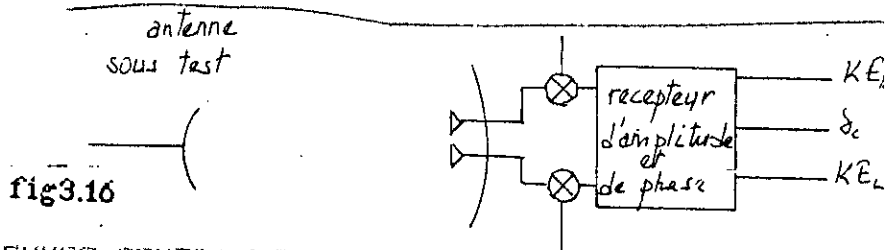
δ_c et δ_c peuvent être utilisées comme en Fig.3.15, à tracer uniquement la polarisation sur la sphere de POINCARÉ.



$$P_c = P_c e^{j\delta_c} \quad P_L = P_L e^{j\delta_L} \quad \hat{P}_D = P_D e^{j\delta_D}$$

$$P_c = \tan \gamma \quad P_L = \tan \alpha \quad P_D = \tan \beta$$

Fig.3.15.



3.7.4.2 METHODE DES 3 ANTENNES GENERALISEE :

La methode des 3 antennes pour la determination du gain d'une antenne suppose que chaque paire d'antenne, est adaptee en polarisation, mais elle peut etre generalisee aux mesures de phase precise et se repetant avec chaque paire sur deux alignements orthogonaux [8].

Le principe est illustre dans la Fig.3.17.

Trois paires d'antennes sont selectionnees, l'amplitude et la phase sont mesurés simultanément dans chaque cas.

On repete la mesure en appliquant cette fois-ci une rotation de 90° de l'antenne de reception.

On établit que :

$$\frac{A_{12}(0)}{A_{12}(90)} = q_1; \quad \frac{A_{23}(0)}{A_{23}(90)} = q_2; \quad \frac{A_{31}(0)}{A_{31}(90)} = q_3 \quad (3-45)$$

ou les q_i sont des fonctions de P_{c1} , P_{c2} et P_{c3} .

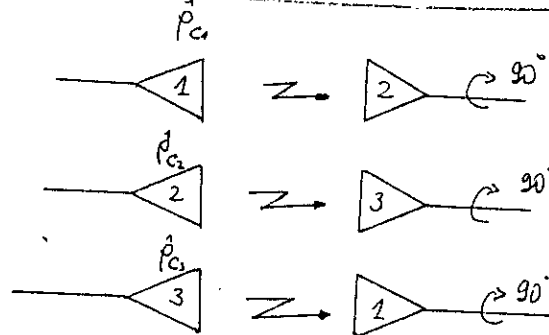


fig3.17

3.7.4.3 METHODE DE LA SOURCE EN ROTATION :

Il n'est souvent pas nécessaire de déterminer complètement la polarisation d'une antenne.

Pour le test d'une antenne polarisée circulairement une mesure du rapport d'axe est une indication suffisante.

Dans la Fig.3.18 un dipôle polarisé linéairement en rotation est la source de rayonnement à l'antenne testée (B).

Durant une rotation continue de la source, une coupe du diagramme de rayonnement en azimut est prise, et a une apparence semblable à la Fig.3.19 pour une antenne testée polarisée circulairement.

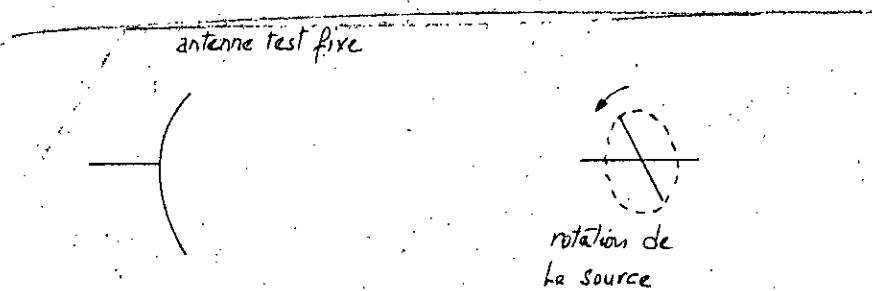


Fig.3.18

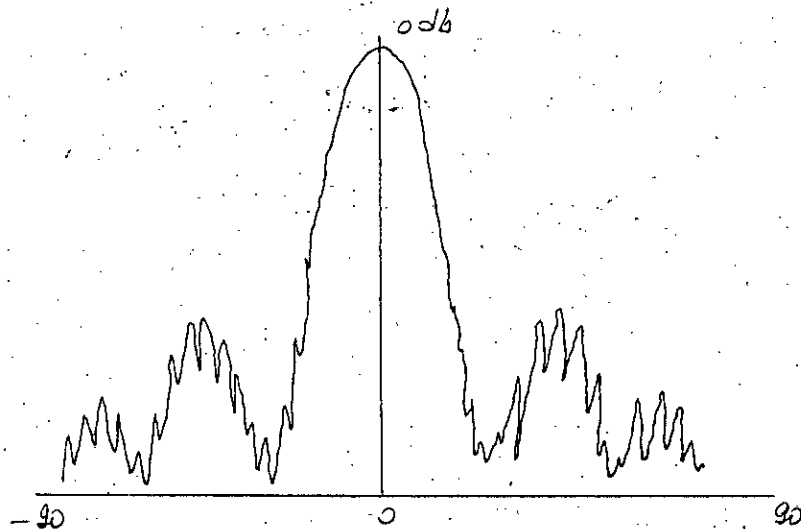


Fig.3.19

3.8 RENDEMENT :

Le rendement d'une antenne, défini comme étant le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance d'entrée, est un paramètre très important, mais aussi très difficile à quantifier.

Les antennes imprimées ont souvent un rendement moyennement élevé, celui-ci peut être affecté considérablement du fait des pertes dues au réseau d'alimentation et l'excitation à ondes de surface, particulièrement pour les ondes millimétriques.

Le calcul des pertes est souvent possible jusqu'à certain degré, mais les facteurs comme : la rugosité de la surface, les erreurs de tolérance et les rayonnements parasites sont difficiles à calculer théoriquement et peuvent avoir des effets considérables sur le rendement réel de l'antenne.

Pour cela la mesure est souvent le seul moyen pour une détermination fiable du rendement d'une antenne.

3.8.1.METHODE 1 :

H.A.WHEELER est à l'origine de cette technique qui porte d'ailleurs son nom : méthode de la calotte de Wheeler [9].

Le procédé expérimental schématisé sur la Fig.3.20, consiste à tester l'antenne imprimée qui est placée sur un plan de masse et recouverte entièrement par une hémisphère métallique.

L'impédance d'entrée de l'antenne est mesurée à la fréquence de résonance avec et sans la calotte métallique.

Si les mécanismes de pertes de l'antenne peuvent être modélisés par une résistance R_1 dans le circuit équivalent de l'antenne, ainsi il peut être prouvé que l'effet de la calotte est de court-circuiter la résistance de rayonnement R_r , permettant de séparer R_1 de R_r .

Le rendement peut être calculer par :

$$\eta = \frac{R_1 - R_2}{R_1} = \frac{R_r}{R_r + R_1} \quad (3-46)$$

où R_1 est la partie réelle de l'impédance d'entrée mesurée sans la calotte, et R_2 est la partie réelle de l'impédance d'entrée mesurée avec la calotte.

Si la résistance de perte R_1 apparaît en série, alors $R_2 < R_1$ et l'équation (3-46) donne un résultat valable.

Mais si R_1 apparaît en parallèle avec le reste du circuit équivalent de l'antenne, alors $R_2 > R_1$ (R_r est en court-circuit avec la calotte en place) et le rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 - R_2} \quad (3-47)$$

Il est toujours possible que l'antenne donnée ait des mécanismes de pertes beaucoup plus compliqués tels qu'on ne peut les modéliser, ni par un circuit RLC série, ni par un circuit RLC parallèle; dans ce cas la méthode de Wheeler n'est plus valable pour la détermination du rendement. Certaines précautions doivent être prises lors de la mesure: L'antenne imprimée doit se trouver dans une position centrale par rapport à la calotte, un bon contact doit être assuré entre cette dernière et l'antenne. La forme de la calotte n'est pas nécessairement sphérique, des calottes cubiques peuvent être employées. La présence de la calotte n'introduit pas des changements considérables dans la distributions de courant dans l'antenne.

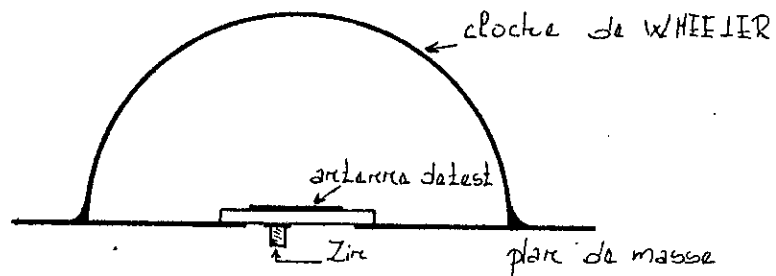


FIG. 3.20 Dispositif de test pour la mesure de l'efficacité d'une antenne utilisant la cloche de WHEELER.

3.8.2 METHODE 2 :

Cette technique pour la mesure du rendement est [9] basée sur le fait qu'une antenne dissipative pointée sur une cible froide (à faible bruit), va générer beaucoup plus de puissance de bruit qu'une antenne moins dissipative pointée sur la même cible, parce que le mécanisme de perte de l'antenne est semblable à une source de bruit à la température ambiante.

La Fig.3.21 montre l'appareillage expérimental qui est utilisé pour la mise en application de cette méthode, appelée méthode radiométrique.

L'appareil de base est un radiomètre qui mesure la puissance de bruit relative à la circuitrie, plus le bruit reçu ou généré par

L'antenne. L'antenne à mesurer est dirigée en premier lieu vers l'intérieur d'une chambre anechoïde qui forme le prolongement d'une cible chaude à une température d'environ 290°K, et la puissance du bruit P_w est enregistrée.

L'antenne à mesurer est ensuite dirigée vers le ciel ouvert qui forme le prolongement d'une cible froide avec une température d'environ 5°K; la puissance du bruit P_c est enregistrée.

Ainsi le rapport $\epsilon = \frac{P_w}{P_c}$ est une mesure du rendement de l'antenne et du bruit de fond du radiomètre; une valeur de ϵ plus grande que l'unité indique que le système est à faible bruit et que l'antenne est efficace. Pour éliminer l'effet du bruit du système, la procédure précédente est répétée avec une antenne à rendement élevé, tel qu'un cornet guide d'onde, qu'on peut assumer avoir un rendement égal à un.

Si nous définissons $\delta = \frac{P_w}{P_c}$ comme étant le rapport des puissance de bruit quand cette antenne standard c'est à dire le cornet guide d'onde, est pointée vers la chambre anechoïde et le ciel, ainsi le rendement de l'antenne à mesurer peut être déterminé par :

$$\eta = \frac{\delta (\epsilon - 1)}{\epsilon (\delta - 1)} \quad (3-48)$$

En pratique, cette méthode soulève un certain nombre de problèmes qui ont pour effet de diminuer le rendement apparent de l'antenne à mesurer :

En premier, puisque les cibles sont des sources prolongées, qui ont pour effet d'intégrer l'hémisphère avant du diagramme de rayonnement de l'antenne, il est important que l'ensemble de ce diagramme observe la cible désirée. Ceci ne constitue pas un problème dans le cas de la chambre anechoïde, mais peut l'être quand l'antenne est dirigée vers le ciel. Si l'angle d'ouverture du lobe de l'antenne est relativement grand, une partie de la puissance reçue par celle-ci provient des sources proches de l'horizon tels les immeubles, le soleil etc... qui semblent plus énergétique que le ciel élevé. Pour éviter ce problème, on a recours à un réflecteur en aluminium afin de réfléchir tous les rayonnements latéraux vers le ciel comme schématisé par la Fig 3.21. Cet effet devient moins important si les antennes à mesurer avaient un gain élevé et un diagramme de rayonnement à faisceau étroit. Il est important aussi de maximiser la sensibilité au moindre faible bruit de l'appareil radiomètre. L'amplificateur RF et le mélangeur doivent avoir un bon

facteur de bruit et doivent être placés aussi proche que possible de l'antenne.

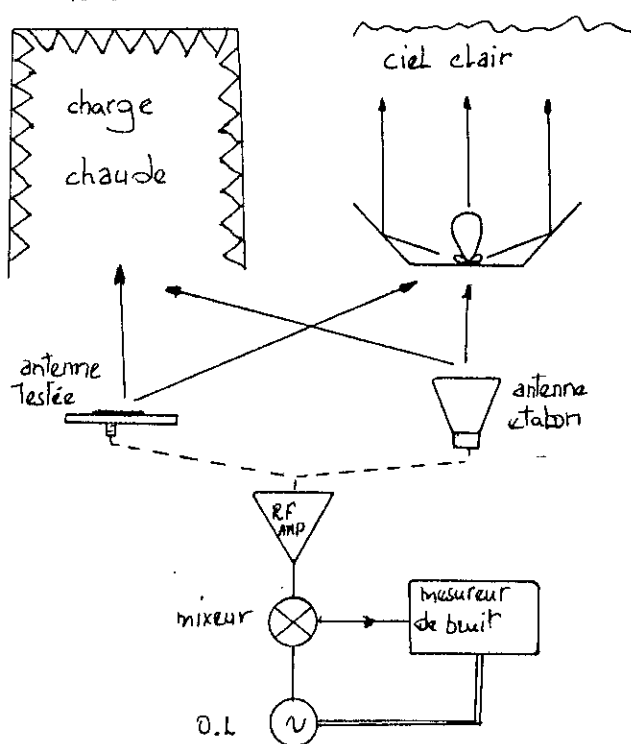


FIG. 3.21

3.8.3 METHODE 3 :

Probablement, la méthode la plus connue pour la mesure du rendement d'une antenne est de déterminer le gain G [9] et la directivité D de l'antenne et calculer le rendement :

$$\eta = \frac{G}{D} \quad (3-49)$$

Un problème qui se pose ici est que le gain et la directivité sont déterminés par des moyens différents, ainsi cette technique ne bénéficie pas de l'annulation des erreurs communes à la mesure des deux quantités comme pour les méthodes précédentes. Ce problème peut être allégé en déterminant la directivité par intégration des données mesurées du diagramme de rayonnement, mais c'est un procédé très difficile qui prend beaucoup de temps.

Aussi la mesure du gain est difficile en plus du défaut de reproductibilité dû au positionnement de l'antenne à mesurer sur le montage en socle.

3.9 MESURE DE POINTAGE :

Le pointage est défini comme étant l'alignement initial d'antenne μ -onde directionnelle ou d'antenne radar.

Les mesures de pointage sont des mesures de la moindre variation de cet alignement initial.

Les types d'antennes pour lesquels la calibration du pointage est demandée peuvent être regroupés en deux grandes classes :

a) Les antennes (ou systèmes de traitement de signal) qui produisent un nul dans la fonction de détection au pointage.

b) Les antennes qui produisent un maximum dans la fonction de détection au pointage.

Les systèmes de type (b) incluent les antennes à orientation fixe réglable et les radars à balayage de type mécanique ou électrique.

Il existe trois dispositifs de mesure de pointage :

3.9.1 DISPOSITIF DE TEST A DECALAGE DE FAISCEAU :

Un banc d'essai typique pour la mesure d'erreur [B] due au décalage de faisceau est illustré dans la Fig. 3.21, où une antenne test avec le faisceau en profil est employée comme ouverture d'émission et les trois antennes A, B et C constituent le dispositif de réception.

Les antennes A et C sont les antennes de détection du décalage du faisceau alors que l'antenne B est utilisée comme antenne unidirectionnelle pour la détection des pertes de puissance de transmission.

Les antennes A et C sont séparées verticalement par une distance de préférence égale à une ouverture du faisceau de l'antenne testée de -3db quoiqu'il soit préférable de les séparer à moins de -1db.

L'affaiblissement de l'amplitude causé par les pertes due à la parole du radome est indétectable dans les antennes A et C puisque les deux antennes vont relever le même affaiblissement d'amplitude.

Il faut donc détecter le changement relatif d'amplitude entre les antennes A et C avec le montage de la Fig 3.22 .

On équilibre l'analyseur de réseau en phase et en gain et la sortie DC sur l'indicateur phase-gain couplée à l'axe Y d'un enregistreur. L'axe X de ce dernier est synchronisé avec le dispositif de positionnement du radome quand il y a décalage vers le haut du faisceau, l'antenne A relève une faible augmentation en puissance et l'antenne C relève une diminution en puissance.

Un signal positif en sortie DC va être détecté sur l'axe Y de l'enregistreur, proportionnel à l'erreur du décalage du faisceau vers le haut.

Un décalage du faisceau vers le bas donnerait le résultat inverse.

3.9.2 DISPOSITIF DE TEST A ERREUR DE POINTAGE EN AMPLITUDE :

Un banc d'essai typique pour antenne à faisceau multiples de pointage en amplitude est illustré dans la Fig.3.23 [8].

L'antenne testée est utilisée comme antenne receptrice et consiste en deux ouvertures indépendantes avant chacune d'elle un faisceau identique avec croisement à 1 et 3 db en dessous du pic de celui-ci.

L'antenne émettrice est alignée électriquement à la droite d'intersection des deux lobes. L'amplitude du signal reçue est alors contrôlée aux ports de sortie RF, et quand une erreur de pointage est induite par le radome, un changement dans l'amplitude

relative entre les deux ports sur l'antenne testée est alors détecté. Le dispositif de test pour l'erreur de pointage en amplitude opère sur le même principe que le dispositif pour l'erreur de décalage du faisceau. Les seuls changements vont se porter sur la réimplantation de l'équipement de test pour accommoder le système: antenne-radome.

3.9.3 DISPOSITIF DE TEST POUR RESEAU A ELEMENT EN PHASE :

Un banc d'essai typique de pointage pour réseau d'antenne en phase est illustré dans la Fig.3.24 [8].

Dans ce cas l'antenne sous test est utilisée en réception.

L'erreur de pointage est détectée comme étant le déphasage relatif entre les deux réseaux et est définie par :

$$\phi = \frac{d \sin(\theta) 360}{\lambda} \quad (3-50)$$

- ou θ est le déphasage en degrés.
- α est l'angle d'erreur de pointage .
- d est la marche de phase entre les deux réseaux.
- λ est la longueur d onde dans le vide.

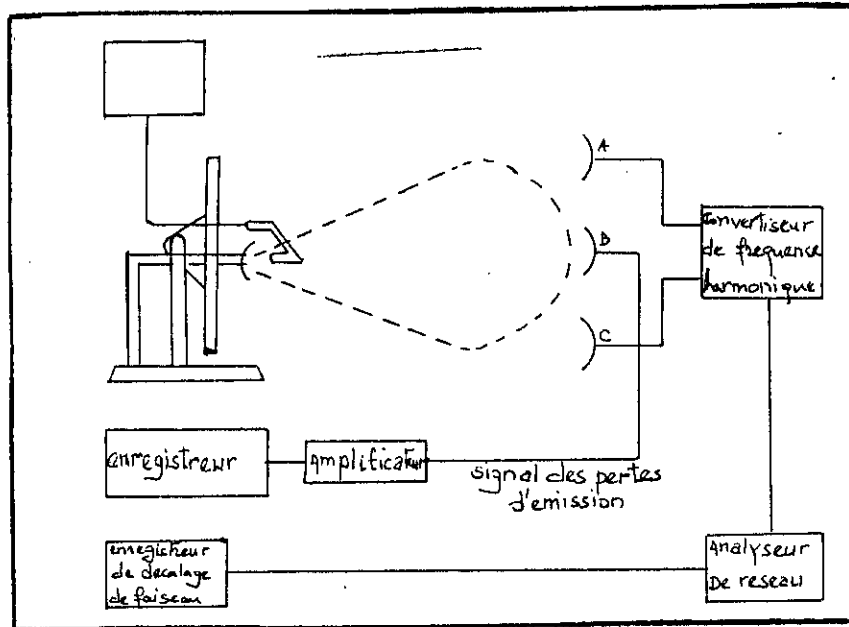


FIG. 3.22

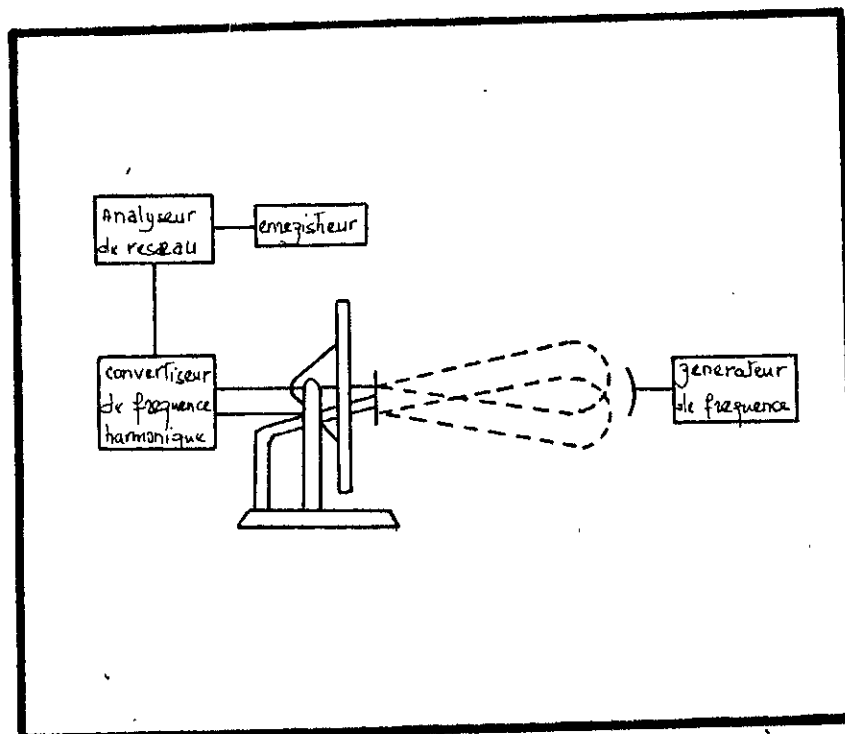


FIG. 3.23

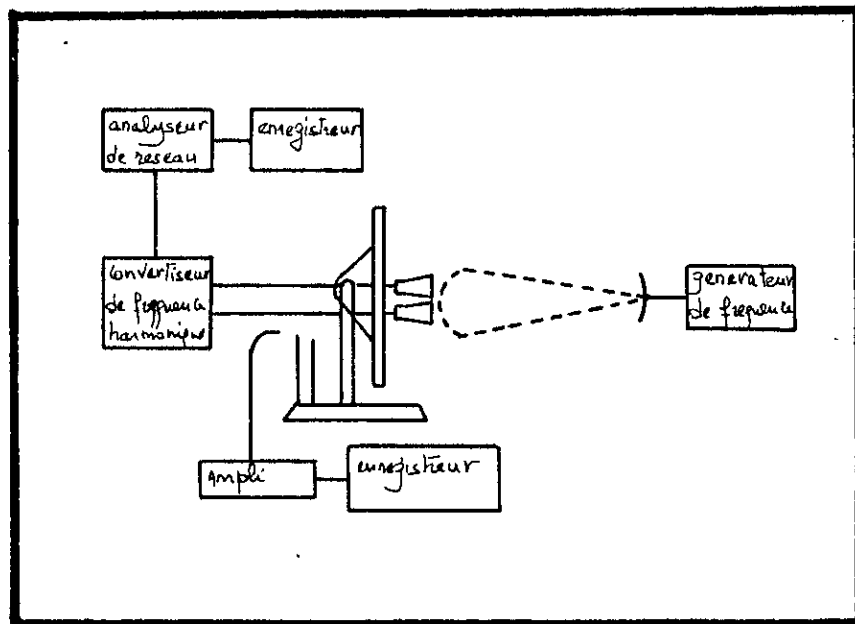


FIG. 3.24

CHAPITRE 4

 ENVIRONNEMENT DE MESURE

4.1 AUX PORTEES DE CHAMPS LOINTAINS

Le champ lointain est approché en direction de l'espace libre et aux conditions d'onde plane au niveau de la position testée, en considérant des distances dépassant la zone de Fresnel afin de s'assurer une erreur quadratique en phase de moins de $\pi/8$ dans l'ouverture testée.

Les antennes testées tournent en général suivant deux axes du positionneur, bien que dans certains cas plus de six axes sont utilisés. Les meilleurs positionneurs ont une précision azimutale de 0.04° , même quand leur charge est de plusieurs tonnes.

Les systèmes de coordonnées attachés au positionneur et à l'antenne ne coïncident pas toujours; il est donc nécessaire de transformer les références du modèle et du positionneur pour obtenir les données de spécification transférables.

La Fig.4.1 montre la structure et le système de coordonnées d'un azimut pour positionneur en élévation.

Au μ -ondes, le champ lointain se conçoit avec des portées élevées (*champ libre*) ou compactes et avec chambres anechoïdes.

Les réflexions considérées ici brièvement, sont communes aux B.F, où les réflexions du sol sont difficiles à supprimer.

Comme indiqué en Fig.4.2 les ondes directes et réfléchies par le sol interfèrent suivant un diagramme en cosinus avec un maximum au centre de l'antenne testée et un éclairement nul à la base du mât porteur de celle-ci.

Le couplage entre la source et la position de l'antenne testée est de 45 db en dessous du niveau du signal requis si une conicité de 0.25 db est fixée en travers de l'ouverture de réception.

Ces dernières considérations émettent des restrictions sévères sur la source et l'antenne testée qui sont comme suit :

$$h_t \geq 3.3 D$$

$$h_s = \frac{\lambda R}{4 h_t}$$

L'uniformité et la réflectance du sol sont deux facteurs importants et demandent un contrôle attentif, mais aux fréquences μ -ondes les réflexions du sol sont généralement minimisées.

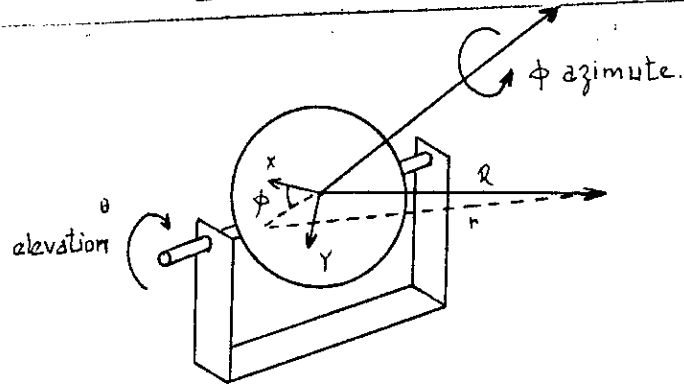


Fig.4.1

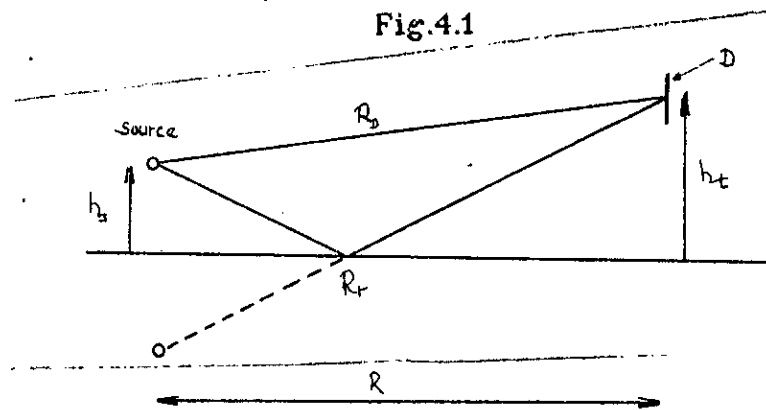


Fig.4.2

4.1.1 CHAMP LIBRE :

Dans ce dispositif en Fig.4.3, les deux antennes sont montées sur des mâts, ou des immeubles pour réduire ou éliminer la contribution de l'environnement avoisinant.

Parmi les facteurs qui affectent les performances on trouve :

- * La directivité et le niveau des lobes secondaires de la source.
- * L'énergie réfléchi par les obstacles du côté de la position de l'antenne testée.
- * Les interférences des autres sources rayonnantes.
- * La courbure de phase du front d'onde émis.
- * L'intersection transverse du cône d'amplitude par l'antenne testée.
- * Le couplage radiatif entre les antennes.
- * Le désalignement horizontal de la source et les antennes testées.

La longueur d'écart R doit être assez grande pour assurer une bonne approximation du champ lointain.

Si le niveau des lobes secondaires et la forme du lobe principal sont les considérations primaires, $R = 2D^2/\lambda$ est généralement une longueur suffisante, mais une longueur de deux ou trois fois cette distance est parfois nécessaire.

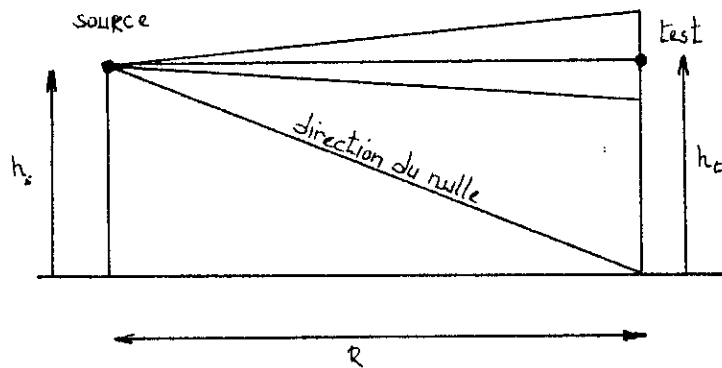


Fig.4.3

4.1.1.1 L'INTERSECTION TRANSVERSE DU CONE D'AMPLITUDE PAR L'ANTENNE :

Le fuseau d'amplitude egalise les dispersions d'eclairage de moins 0.5db du centre au bord de l'antenne testee, ayant ainsi un petit effet sur les pics et creux des lobes secondaire, mais il accroit le couplage des rayonnements dus aux reflexions multiples entre la source et les antennes testees.

Un tel couplage mutuel n'a pas lieu si les antenne sont adaptees, dans le cas contraire il diminue avec la largeur θ_s du faisceau source et augmente avec l'angle α_t sous lequel l'antenne testee est vue de la source.

Ainsi, pour une ouverture source uniformement eclairee on a :

$$\theta_s = 1.22 \frac{\lambda}{d}$$

et

$$\alpha_t = \frac{D}{R}$$

ou d est le diametre de la source, D est celui de l'antenne testee et

$$R = K \frac{D^2}{\lambda}$$

Si $K \geq 2$ on a

$$d = 1.22 K D \frac{\alpha_t}{\theta_s} \quad (4-1)$$

La puissance dans l'antenne testee est :

$$P_t = P_0 G_s \frac{\eta_t A_t}{4 \pi R^2} \quad (4-2)$$

où P_0 est la puissance totale rayonnée et G_s le gain de la source,

$$G_s = \frac{4 \pi \eta_s A_s}{\lambda^2}$$

où η_t est le rendement de rayonnement de l'antenne testée, A_t est l'ouverture effective.

Puisque :

$$A_s = \frac{\pi d^2}{4}$$

et

$$A_t = \frac{\pi D^2}{4}$$

il vient pour (4-2) :

$$P_t = P_0 \left[0.92 \eta_s \eta_t \left(\frac{\alpha_t}{\theta_s} \right)^2 \right]$$

si K_t est la fraction réfléchie par l'antenne testée, la puissance revenant à la source est :

$$P_s = K_t \left[0.92 \eta_s \eta_t \left(\frac{\alpha_t}{\theta_s} \right)^2 \right] P_0$$

et si K_s est la fraction retrasmise, la puissance reçue après deux réflexions est :

$$P_{t'} = P_0 K_s K_t \left[\left(0.92 \eta_s \eta_t \right)^3 \left(\frac{\alpha_t}{\theta_s} \right)^6 \right]$$

avec

$$\frac{P_{t'}}{P_t} = K_s K_t \left(0.92 \eta_s \eta_t \right)^2 \left(\frac{\alpha_t}{\theta_s} \right)^4$$

En prenant $K_s = K_t = 0.25$ et $\eta_s = \eta_t = 0.5$ il vient

$$\frac{P_{t'}}{P_t} = 3.3 \cdot 10^{-3} \left[\frac{\alpha_t}{\theta_s} \right]^4 \quad (4-3)$$

En utilisant l'équation (4-3) tout en ayant un diagramme du lobe principale de la source bien spécifiée; le cône d'amplitude transversalement à l'antenne testée peut être trouvé comme étant une fonction de (α_t/θ_s) .

ainsi pour un faisceau de forme $\sin(X)/X$, le niveau du couplage $P_{t'}/P_t$ est de moins de 45db en dessous de l'amplitude originale recue, si le cône d'amplitude est égale ou inférieur à 0.25db.

4.1.1.2 HAUTEUR DU MAT DE L'ANTENNE TESTÉE :

Afin d'éviter toutes réflexions excessive du sol, aucune partie du lobe principale ne doit rayonner sur la partie du sol séparant les mats de la source et celui de l'antenne testée.

Pour assurer ceci, le premier nul est dirigé à la base du mat de réception comme illustre par la Fig.4.4 .

Pour une antenne source typique ce nul doit être à $1.5\lambda/d$ ainsi

$$\theta_{\text{nul}} = \frac{3 \lambda}{2 d} < \frac{h_t}{R}$$

Pour qui

$$d \geq \frac{3 \lambda R}{2 h_t}$$

ou bien

$$d \geq \frac{3 K D^2}{2 h_t}$$

Mais pour l'amplitude de 0.25d du cône de rayonnement, $\alpha_t/\theta_s = 0.3$ dans l'équation (4-1) donne :

$$d \leq 0.37 K D$$

Ainsi, pour préserver la globalité du lobe principale au dessus du sommet du mât de réception on doit avoir :

$$h_t > 4 D$$

(4-4)

4.1.1.3 HAUTEUR DU MAT DE L'ANTENNE SOURCE :

Les deux antennes doivent être normalement au même niveau horizontal sur un espace plat, mais certains avantages sont observés quand un changement à cette règle est apporté.

Si les niveaux des lobes secondaires sont les caractéristiques les plus critiques, il est bon d'avoir la source plus élevée que l'antenne testée pour réduire les effets de réflexion sur eux; mais quand les lobes arrière sont d'importance énormes, l'antenne testée est placée en position élevée.

La situation est illustrée dans la Fig.4.4, où l'antenne testée doit être élevée de α pour aligner le pointage avec la source, et ensuite d'un autre angle ξ pour des coupes azimutales à différentes élévations.

Plus clairement, θ et ϕ dans le système de coordonnées de l'antenne testée sont variables simultanément durant une rotation azimutale. Nous voyant dans la Fig.4.5 que l'antenne testée est à l'origine et que son pointage du lobe principale est positionné initialement à la source par inclinaison du positionneur sur son axe d'élévation x par un angle α .

Le système de coordonnées x, y et z de l'antenne commence avec la verticale y le long de y_1 et l'horizontale z le long de z_1 .

Il est ensuite incliné en arrière dans le plan contenant OPZ_1 , par α pour pointer l'alignement du lobe principale à la source le long d'une ligne de l'origine à $P(X, Y, Z)$ suivant les coordonnées de l'antenne.

En prenant une coupe positive selon l'angle d'élévation ξ , l'axe y est maintenant incliné progressivement autour de l'axe d'élévation direct x de ξ .

Une coupe du diagramme peut maintenant être faite pour un angle d'inclinaison résultant de l'horizontale ($\xi - \alpha$) par rotation de l'axe x dans le plan horizontal autour de l'axe y_1 .

Dans la Fig.4.5 l'angle azimutal est η , ϕ est l'angle dans le plan (x, y) entre l'axe x et la projection de OP sur ce plan et θ est l'angle entre OP et l'axe z .

Les axes x_1, x, z_1 et z sont tous dans le plan horizontal. Il s'ensuit d'après cette figure que :

$$OZ = OZ_1 \cos(\eta) \cos(\xi - \alpha)$$

$$OP = \frac{OZ_1}{\cos(\alpha)}$$

D'où

$$\cos\theta = \frac{OZ}{OP} = \cos(\alpha) \cos(\eta) \cos(\xi - \alpha) \quad (4-5)$$

Ainsi

$$OX = Z_1 Z_1' = OZ_1 \sin(\eta) = OP \cos(\alpha) \sin(\eta)$$

$$OQ = OP \sin(\theta)$$

D'où

$$\begin{aligned} \cos(\phi) &= \frac{OX}{OQ} \\ &= \frac{\cos(\alpha) \sin(\eta)}{\sin(\theta)} \end{aligned} \quad (4-6)$$

Les angles dans le système de coordonnées de l'antenne sont donc :

$$\theta = \arccos \left[\cos(\alpha) \cos(\eta) \cos(\xi - \alpha) \right]$$

et

$$\phi = \arccos \left[\frac{\cos(\alpha) \sin(\eta)}{\sqrt{1 - \cos^2(\alpha) \cos^2(\eta) \cos^2(\xi - \alpha)}} \right] \quad (4-7)$$

En pratique, α est petit et son effet peut être ignoré, sauf pour des mesures proche du lobe principale.

Pour des mesures de polarisation sur des axes en azimut vertical spécialement à large angle, les erreurs peuvent devenir excessives si la source et le récepteur ne sont pas alignés horizontalement.

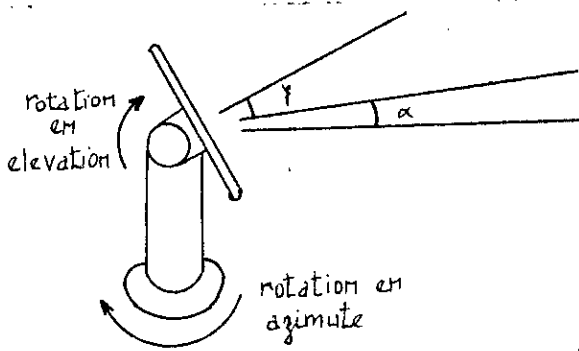


Fig.4.4

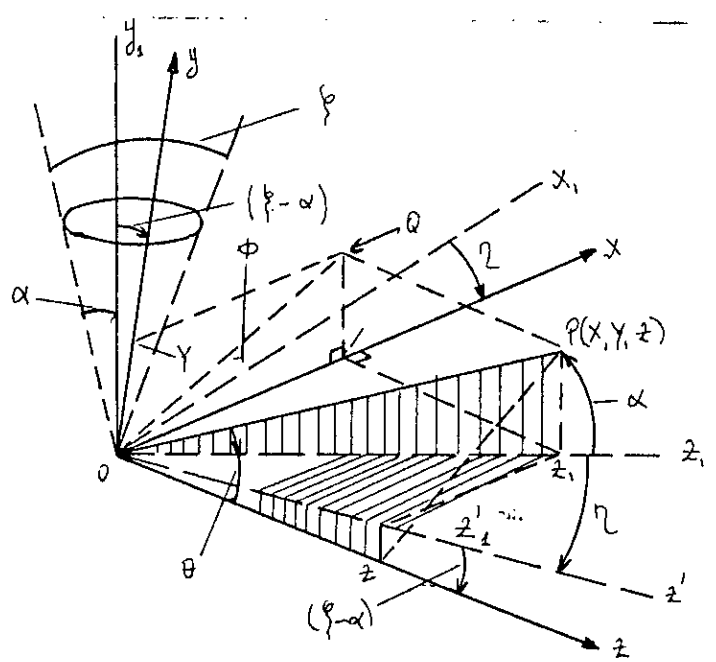


Fig.4.5

4.1.2 PORTEES INCLINEES :

Les portées inclinées avec une source au niveau du sol et une antenne testée en dessus sur un mât comme dans la Fig.4.6 sont plus économiques en espace que les positionnements en elevation.

Le centre du faisceau de la source rayonne sur l'antenne testée, et son premier nul est dirigé au point de réflexion spéculaire sur le sol. La condition du nul est difficile à réaliser et exige un ajustement attentif. La procédure inverse, avec la source sur un mât en elevation est souvent utilisée pour tester les antennes de satellites, parce que leur structure fragile est mieux protégée au niveau du sol.

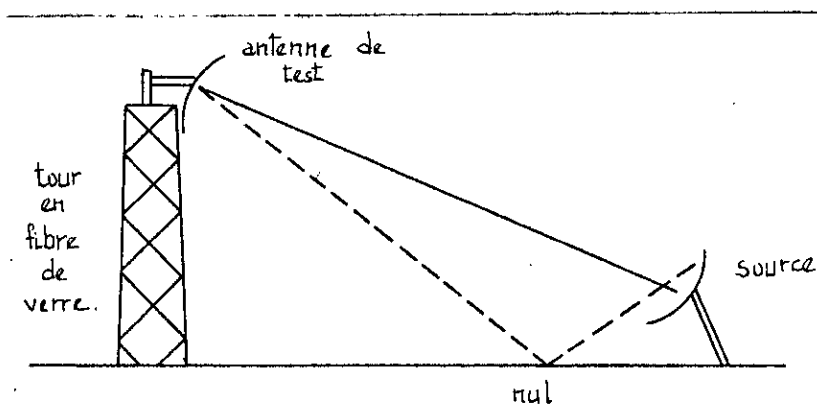


Fig.4.6

4.1.3 BARRIERES DE DIFFRACTION :

Les barrières de diffraction sont utilisées sur les portées élevées et inclinées l'énergie de la voute celeste depuis la région spéculaire.

Cependant des conditions peuvent faire défaut s'il ya interaction entre le faisceau principale de la source avec eux, et leur placement peut ainsi devenir difficile.

Les barrières sont construites à partir de chassis en bois recouverts d'un écran métallique ou une surface maillée, et leur coins sont parfois formés de telles façon a causer une diffusion efficace dans les directions désirées.

4.1.4 PORTEE COMPACTE :

La plupart des difficultés expérimentales sur l'espace du champ lointain peuvent être surmontées en utilisant l'avantage de l'alignement ou la collimation dans le champ proche qu'offre un réflecteur paraboloidé.

La Fig.4.7 montre un dispositif typique avec une alimentation offset pour éviter les interférences dues aux obstructions ou aux diffraction.

La collimation dans le rayonnement du champ proche entre 10λ et D^2/λ depuis le paraboloidé donne des ondes planes, si les dimensions linéaires de l'antenne testée sont trois à quatre fois plus petites que celles de la source.

Le problème majeur est la diffraction des bords du paraboloidé source qui peut évité en striant ceux-ci afin augmenter le caracteres aléatoire de l'énergie diffractée.

Les domaines du problème des portées compactes sont :

- *Le rayonnement direct a partir de la source.
- *La diffraction issues de la source et des supports.
- *La diffraction provoquées par les bords du réflecteur.
- *La depolarisation.
- *L'atténuation spatiale depuis l'alimentation primaire.
- *L'interaction entre la portée et l'antenne testée.
- *Le rayonnement parasite à l'intérieur de la chambre de mesure.
- *Les tolérances sur la surface du réflecteur.

Les radiations directes de la source peuvent être réduites par la conception d'une source à faible rayonnement dans la direction de l'antenne testée et par l'utilisation judicieuse des matériaux

absorbants comme illustre dans la Fig.4.8.

La depolarisation survient dans la source primaire et dans le reflecteur à double courbures paraboloides.

Pour remedier à cela, on peut utiliser un cornet circulaire ou prismatique de haute qualité comme source; en ce qui concerne le reflecteur, la depolarisation decroit avec la distance focale, devenant negligeeable à proximité de l'axe de celui-ci.

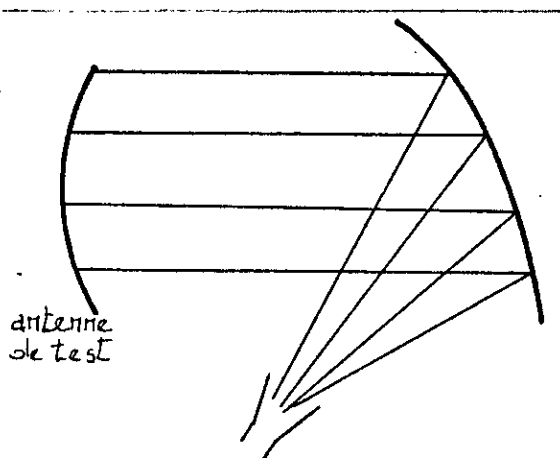


Fig.4.7

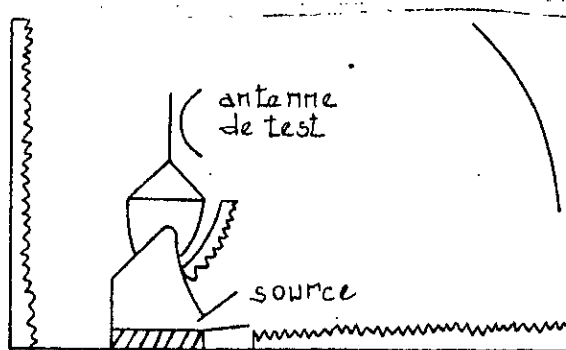


Fig.4.8

4.1.4 CHAMBRES ANECHOIDES :

Les mesures du champ lointain peuvent être faites sur des petites antennes dans une chambre renforcée par un matériau absorbant RF. La chambre anechoïde a l'avantage sur la portée compacte pour les conditions de travail intérieures ou la température et l'environnement des réflexions sont contrôlés.

Les conditions de l'espace libre sont simulées en réduisant les réflexions des parois à des proportions minimales.

La fabrication des matériaux absorbants s'est développée aux cours de ces dernières années, les plus récents sont fabriqués à base de polyuréthane mélangé à du carbone ou mieux encore et plus coûteux bien sûr des arêtes de ferrite fines qui sont plus sensibles en fréquence. Les absorbants opèrent dans la gamme allant de 100 MHz à 100 GHz.

La longueur de la pyramide décroît avec la fréquence, elle est de l'ordre de quelques mètres aux très basses fréquences.

A une incidence normale, on peut avoir une réflexion de -50 db pour une profondeur du matériau de quatre fois la longueur d'onde en espace libre

Plus l'angle d'incidence augmente par rapport à la normale, les réflexions augmentent jusqu'à l'ordre de -25 db à 60°.

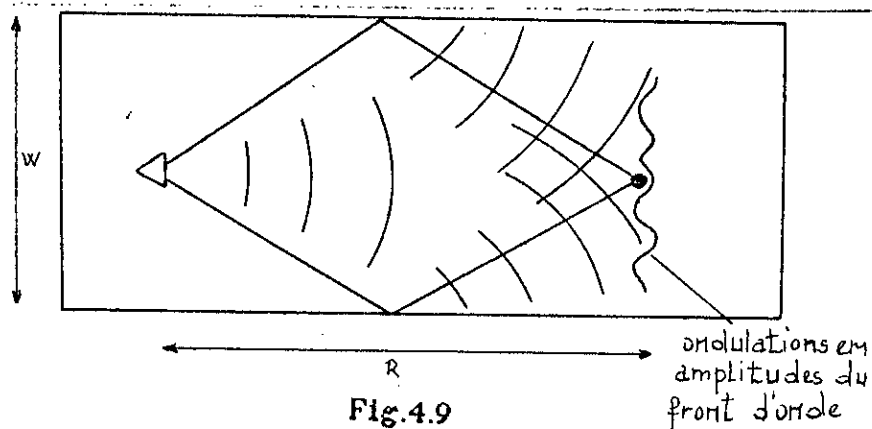
4.1.5.1 LES CHAMBRES RECTANGULAIRES :

Les conditions de l'espace libre sont simulées dans une chambre rectangulaire par recouvrement de tous les murs d'un matériau absorbant, en faisant particulièrement attention aux surfaces de réflexions spéculaires, et il faut restreindre les angles d'incidence à moins de 70°.

Ainsi dans la Fig.4.9, la largeur W et la longueur de parcours R sont reliées par :

$$W \geq \frac{R}{2.75} \quad (4-8)$$

Généralement, la conception d'une chambre anecoïde rectangulaire suit l'approche de la géométrie optique, dans laquelle les réflexions spéculaires sont localisées aux murs.



4.1.5.2 LES CHAMBRES FUSELEES :

Elles sont constituées semblables à un cornet pyramidal, avec la source à l'extrémité.

Au basses fréquences, le cornet est placé au sommet, ainsi les réflexions spéculaires configurées dans la Fig.4.10, sont à faibles angles d'incidence au voisinage de la source tout en assurant une faible différence de phase entre les rayons incidents et les rayons réfléchis.

Ainsi dans la Fig.4.11, la difference de marche entre l'onde reflechie et l'onde incidente peut être trouvée par un calcul préliminaire de R_D et R_R , la longueur des parcours respectivement incidents et reflechi. Les positions du test et de la source sont à des hauteurs h_s et h_t perpendiculairement au plan du sol, qui est dans ce cas le mur de la chambre anechoïde.

Si R est la distance entre les deux hauteurs le long du mur, on a donc :

$$R_D^2 = (h_t - h_s)^2 + R^2$$

$$R_R^2 = (h_t + h_s)^2 + R^2$$

Ou bien

$$R_R^2 - R_D^2 = 4 h_t h_s$$

Si

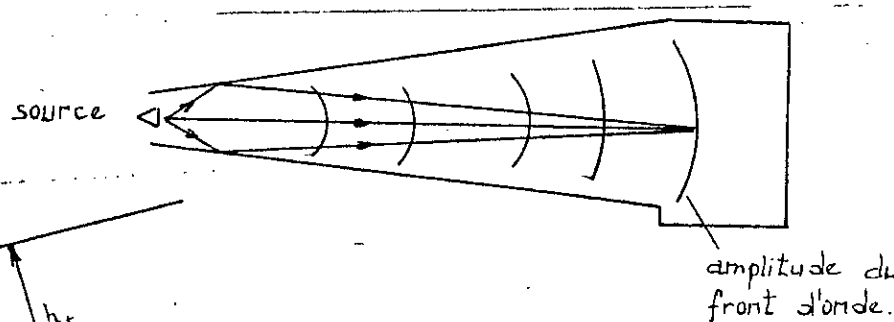
$$R_R \approx R_D \approx R$$

On aura donc

$$2 R (R_R - R_D) = 4 h_t h_s \quad (4-9)$$

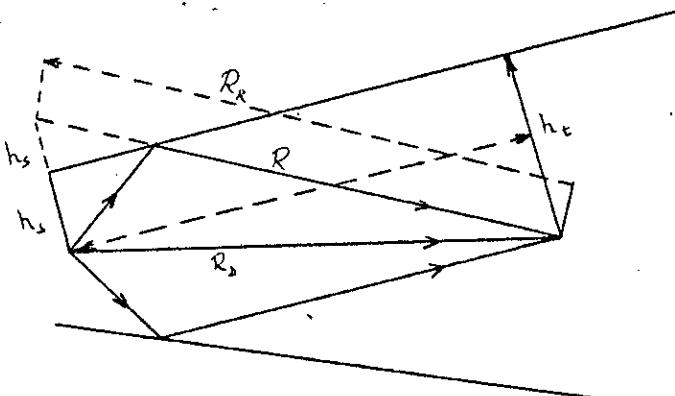
Si nous supposons que la reflexion produit un variation de phase de 180° , $(R_R - R_D)$ doit être egale à $\lambda/2$ pour une addition en phase à la position de test, d'où on aura :

$$h_s \approx \frac{\lambda R}{4 h_t} \quad (4-10)$$



chambre anechoïde fuselée

Fig.4.10



Positionnement de la source dans une chambre fuselée

Fig.4.11

4.2 BRUIT D'ANTENNE :

Tout les objets figurant dans la structure de l'antenne ont une temperature physique au dessus du zero absolu, et rayonnent donc une puissance de bruit dans les terminaux de reception.

4.2.1 ORIGINES DU BRUIT D'ANTENNE :

Les antennes non-isotropiques n'ont pas les memes sensibilites dans toutes les directions et sont caracterisees par leur gain.

Dans un sens plutot particulier, une antenne est un amplificateur qui n'est completement specifie que jusqu'a ce que son niveau de bruit soit connu, et une bonne analogie avec le rapport (*signal/bruit*) est le rapport (*gain/temperature de bruit*) de l'antenne.

Les sources principales de bruit d'antenne sont :

**Le bruit galactique* : dû au rayonnement de tout corps de notre propre galaxie qui n'est pas noir lequel est le plus grand des poles galactiques.

Si la temperature equivalente suit une loi en $f^{-2.5}$ et à 1 GHz, le bruit devient negligeable.

**Bruit tropospherique* : les molecules d'oxygene et la vapeur d'eau dans la troposphere absorbent de l'energie et rayonnent une autre energie sous forme de bruit avec un maximum aux frequences de 22.2 GHz et 60 GHz, i.e les resonances de la vapeur d'eau, et des molecules d'oxygene respectivement.

**Corps celestes* : le soleil et les radios-etoiles sont des sources de bruit discrettes qui sont importantes quant le faisceau principale de l'antenne est pointé dans leur direction.

**Bruit de fond* : la terre est un corps semi-noir avec un pouvoir emissif de $(1-\rho)$ où ρ est son coefficient de reflexion.

Ainsi pour une temperature de la terre egale à T_E , sa temperature de bruit equivalente est :

$$T = T_E(1-\rho) \quad (4-10)$$

La temperature est une fonction des angles polaires θ et ϕ , et la temperature de bruit totale reçue est l'integrale de $T(\theta, \phi)$, ponderée par la directivité $D(\theta, \phi)$ de l'antenne.

Ainsi, si T_a est la temperature de bruit à l'ouverture de l'antenne :

$$T_a = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} T(\theta, \phi) D(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} D(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \quad (4-11)$$

Une estimation approximative de la T_a peut être tiré de

$$T_a = \sum_{i=1}^n a_i \cdot T_i \quad (4-12)$$

ou a_i est la fraction du diagramme polaire totalement intégrée, contenant la région à la temperature T_i .

La Fig.4.12 illustre la variation de la temperature de bruit de l'antenne en fonction de la frequence.

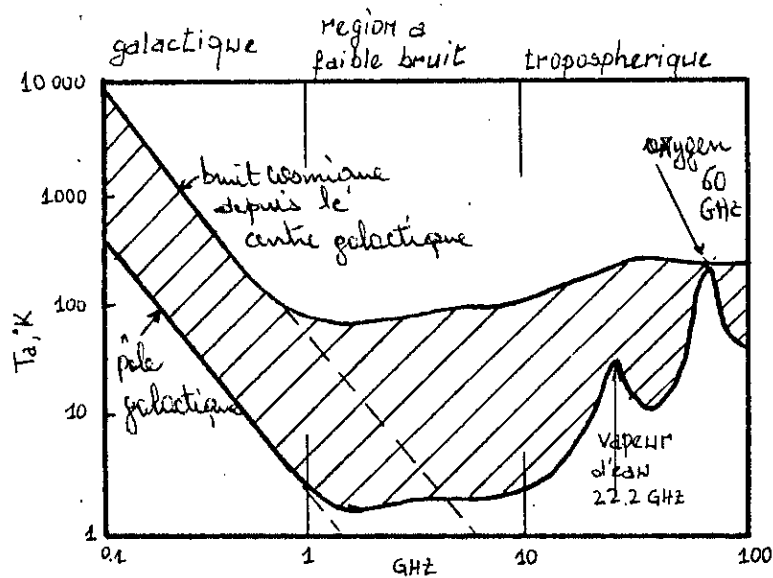


Fig.4.12

CHAPITRE 5

MESURE

Cette partie explique nos manipulations de mesures d'impédance, de rayonnement, de directivité, polarisation etc...A cet effet l'antenne qu'on a choisie est un anneau circulaire avec une anse, comme c'est illustré dans la Fig.5.1 ci-dessous, et qui a été étudié par A.K.BHATTACHARYYA [14].

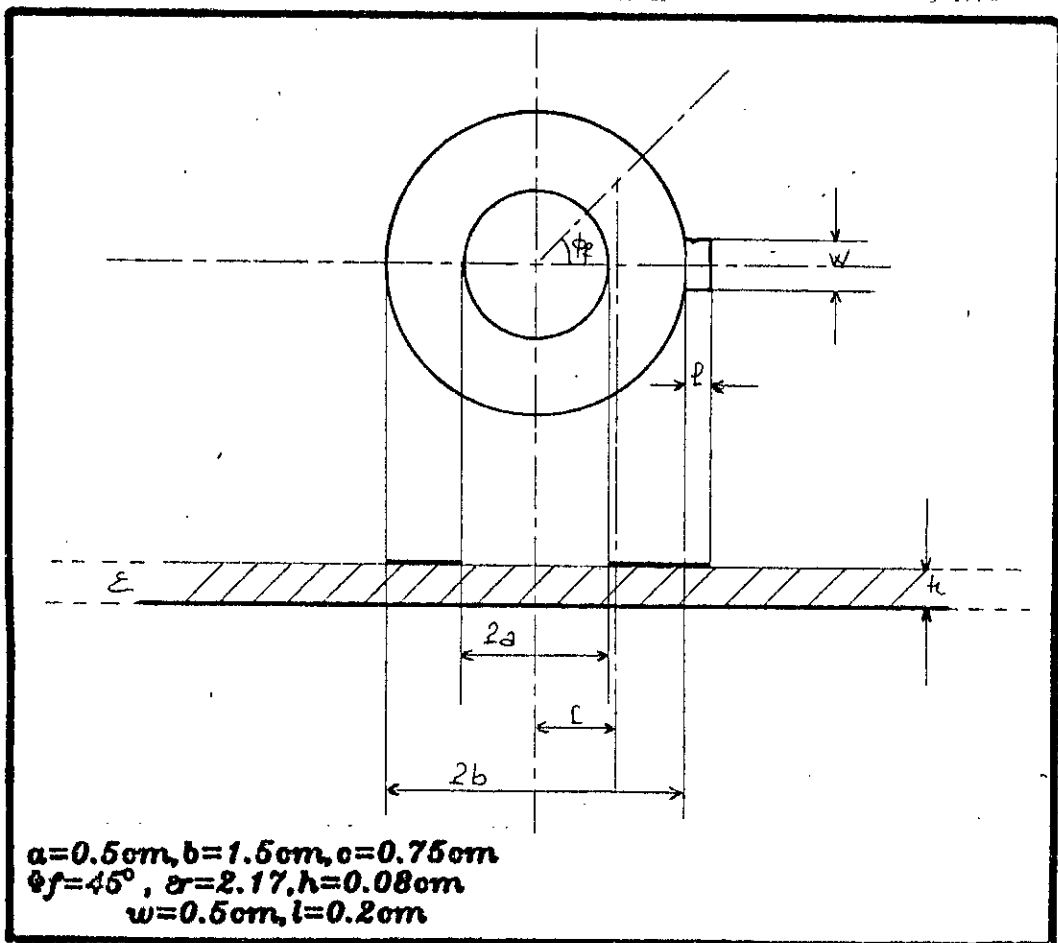


Fig.5.1

5.2 MESURE DE L'IMPEDNCE D'ENTREE :

Pour çela on utilise un analyseur de reseau HP.8410 (ANNEXE D).

Une mesure du coefficient de reflexion de l'antenne a ete effectuee en tenant compte de l'introduction d'un connecteur intermediaire entre l'antenne et l'analyseur (ANNEXE B).

Le module du coefficient de reflexion Γ est represente sur la Fig.5.2 où l'on enregistre deux absorptions aux frequences $f_1=8.67$ Ghz et $f_2=8.89$ Ghz.

La Fig.5.3 represente l'impedance d'entree determinee d'apres l'equation (3-9).

L'impedance reelle possede deux maximums pour les frequences $f_1=8.73$ Ghz et $f_2=9.08$ Ghz ayant pour valeur 75Ω respectivement 162Ω .

Une correction sur l'impedance d'entree a ete apportee du fait de l'introduction du coaxial (Annexe C), les equations (1) et (3) citee (annexe C) donne une valeur moyenne de la self de l'ordre de 16Ω .

La Fig.5.4 represente l'impedance d'entree reduite avec et sans correction sur un abaque de Smith .

- Bande passante :

| TOS | f_{\min} | f_{\max} | f_0 | BP |
|-----|------------|------------|-------|-------|
| 2 | 8.52 | 9.08 | 8.8 | 6.36% |

5.3 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT :

A l'aide du banc PHILIPS represente par la Fig5.5, nous avons releve le diagramme de rayonnement de l'anneau pour quatre frequences distinctes dans le plan E respectivement H representes dans les Fig.5.6, Fig.5.7, Fig.5.8 et Fig.5.9.

Ce relevement a ete etabli en plaçant une antenne cornet à l'emission dont le diagramme de rayonnement est represente par la Fig.5.10.

On a releve de plus le diagramme de rayonnement d'un reseau d'antennes represente par la Fig.5.11.

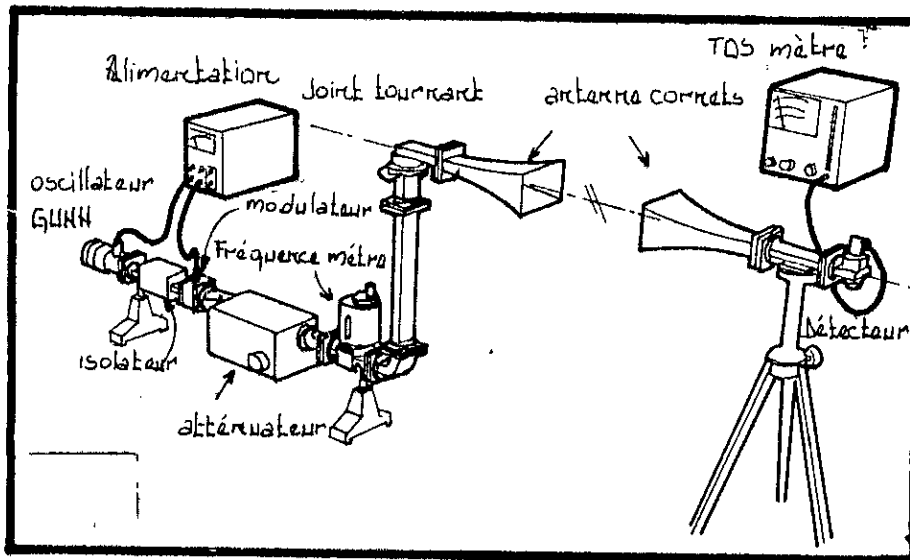


Fig5.5

5.4 GAIN :

Une premiere mesure a été effectuée sur l'antenne cornet citée ci-dessus en utilisant l'équation.(3-29)

| distance de separation | frequence d'utilisation | gain absolu |
|------------------------|-------------------------|-------------|
| 0.68m | 8.66 Ghz | 11.7db |
| 0.68m | 9 Ghz | 12.6db |
| 0.68m | 10 Ghz | 13.3db |

Par la suite on mesure le gain de l'anneau en utilisant l'équation (3-28)

| distance de separation | frequence d'utilisation | gain absolu |
|------------------------|-------------------------|-------------|
| 0.56m | 8.93 Ghz | 8.17 db |

De meme on a mesuré le gain du reseau

| distance de separation | frequence d'utilisation | gain absolu |
|---------------------------|----------------------------|----------------|
| 1.20m | 9.917 Ghz | -3.25db |

5.5 MESURE DE POLARISATION :

On a relevé le diagramme de polarisation de l'anneau pour deux fréquences $f=9.917$ Ghz et $f=8.93$ Ghz représenté par la Fig.5.12, respectivement la Fig.5.13.

On a obtenu une polarisation rectiligne à la fréquence $f=9.917$ Ghz. et une polarisation elliptique à la $f=8.93$ Ghz .

5.6 REMARQUES :

On a utilisé l'analyseur de réseau en mode manuel alors que, normalement il devrait être utilisé en mode automatique ce qui diminuerait considérablement les erreurs systématiques.

la mesure du champ s'est faite dans des conditions qui ne répondent nullement aux exigences citées au chapitre IV.

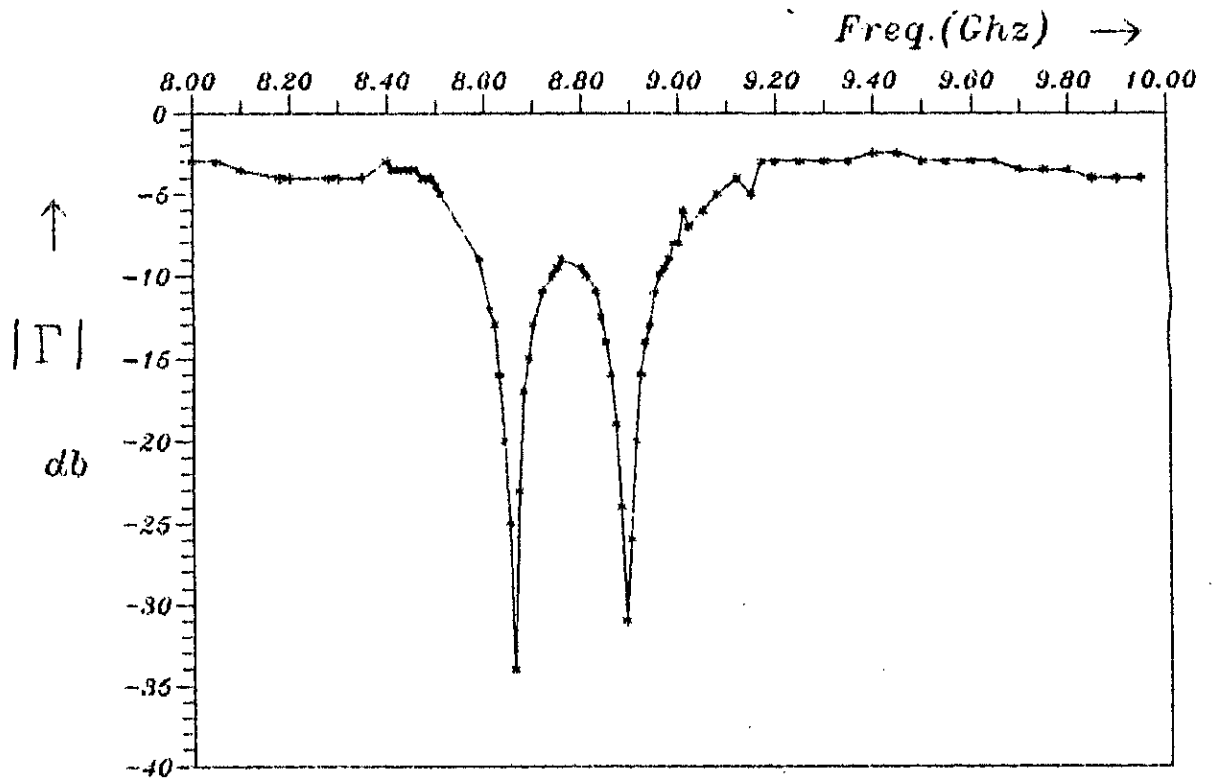
L'antenne cornet est très directive se qui n'est pas toujours le cas des antennes plaquées.

Une valeur typique de l'angle d'ouverture du cornet est de 16° alors qu'il s'agit de 70° pour les antennes plaquées.

Une remarque qui a retenu notre attention, est que le maximum de gain a été observé pour une valeur bien particulière de l'impédance

- 1) Imaginaire de $Z_{in} = 0$
- 2) réelle de $Z_{in} \cong Z_c = 50\Omega$

On a observé un déplacement du lobe principale dans le plan E dans le cas du réseau d'antennes, cela peut s'expliquer par la présence d'une couche de plexiglass qui agit comme un radome, comme il a été signalé au chapitre III.



**MODULE DU COEFFICIENT DE REFLEXION
DE L'ANNEAU AVEC UNE OREILLE
EN MODE TM₁₂**

$\alpha=0.5\text{cm}, b=1.5\text{cm}, c=0.75\text{cm}$
 $\phi_f=45^\circ, \epsilon_r=2.17, h=0.08\text{cm}$
 $w=0.5\text{cm}, l=0.2\text{cm}$

Fig. 5.2

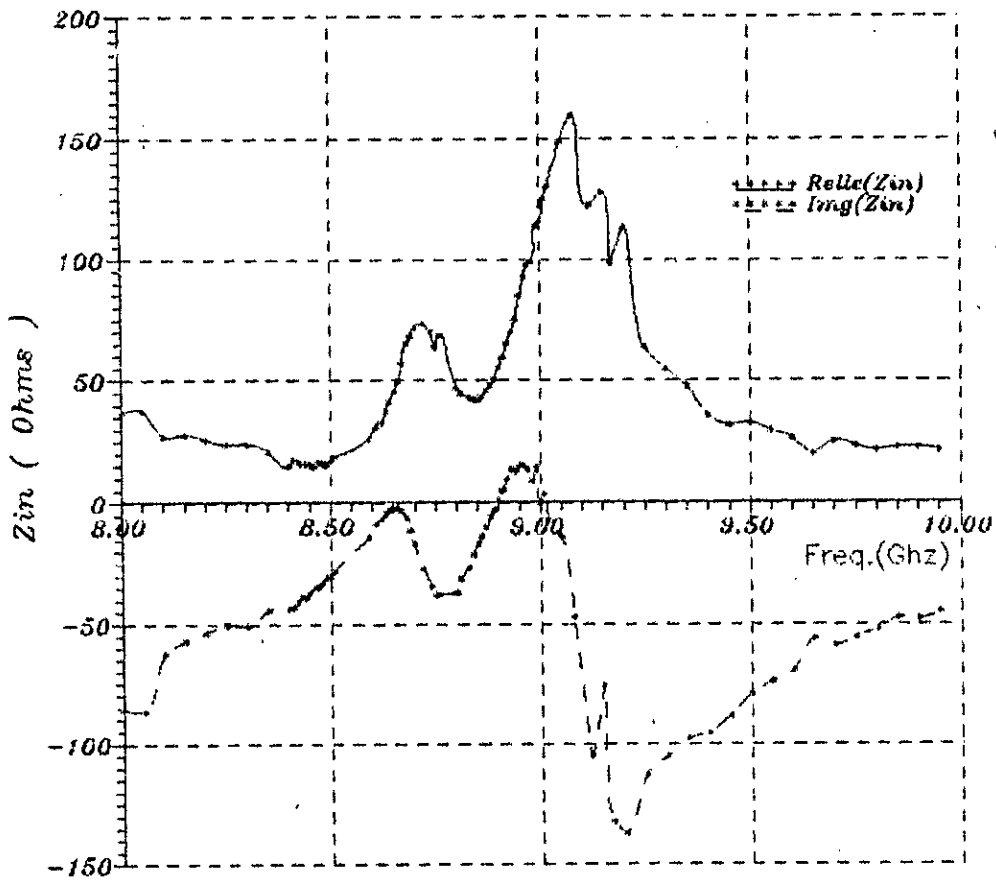


Fig. 5.3 EVOLUTION DE L'IMPEDANCE D'ENTREE Z_{in} EN FONCTION DE LA FREQUENCE

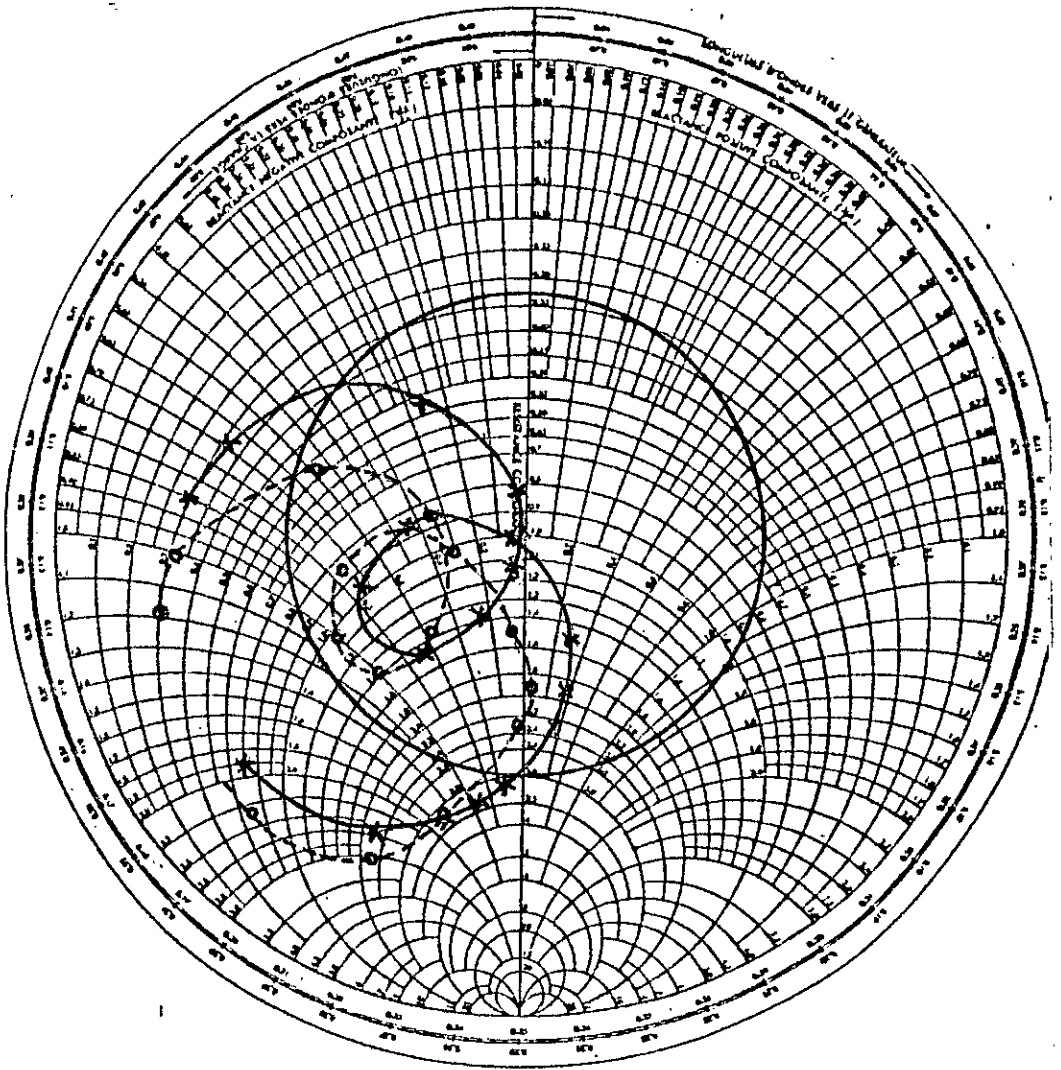
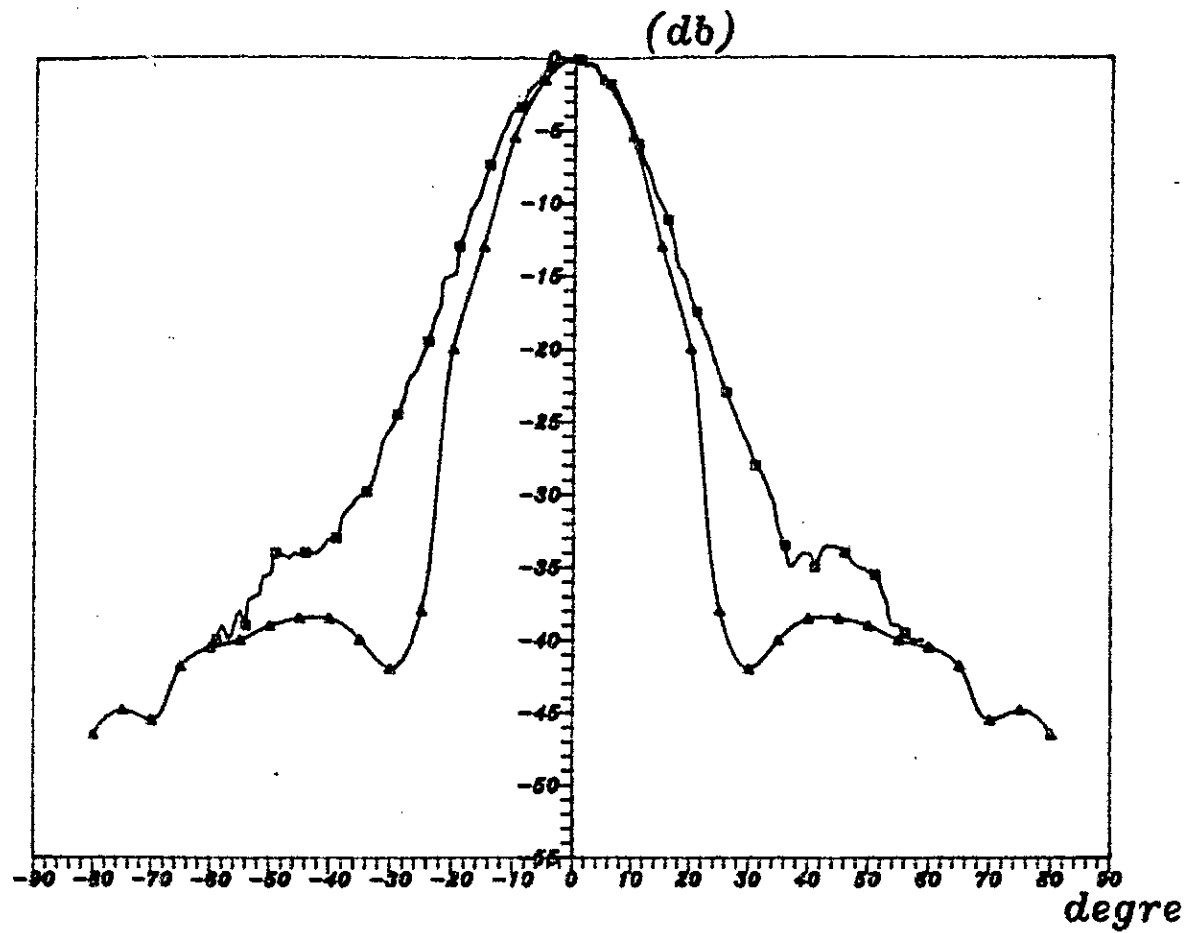


Fig. 5.4 IMPEDANCE D'ENTREE DE L'ANTENNE ANNEAU
AVEC UNE ANSE REDUITE & A 50 OHMS

$a=0.5\text{cm}, b=1.5\text{cm}, c=0.75\text{cm}$
 $\phi f=45^\circ, \epsilon r=2.17, h=0.08\text{cm}$
 $w=0.5\text{cm}, l=0.2\text{cm}$

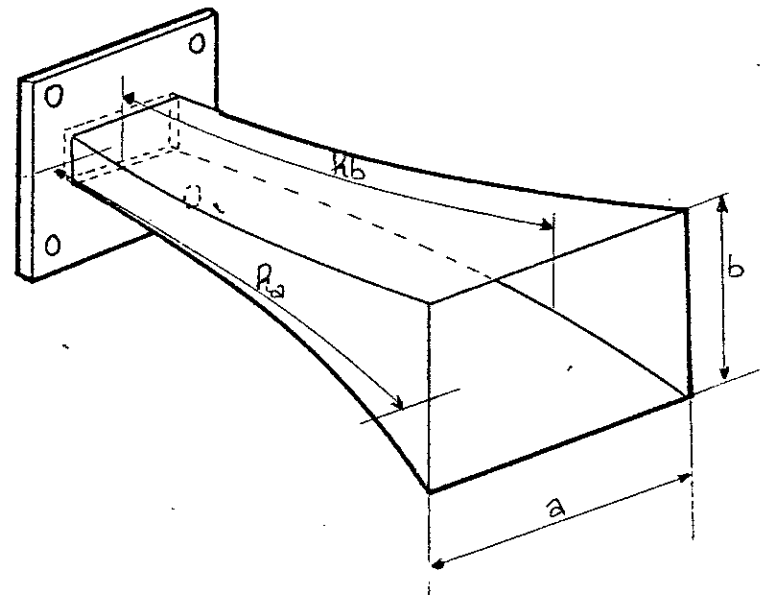
--- IMPEDANCE REDUITE SANS CORRECTION
 TOS=3
 $F_{\text{min}}=8.48\text{ GHz}$
 $F_{\text{max}}=9.08\text{ GHz}$

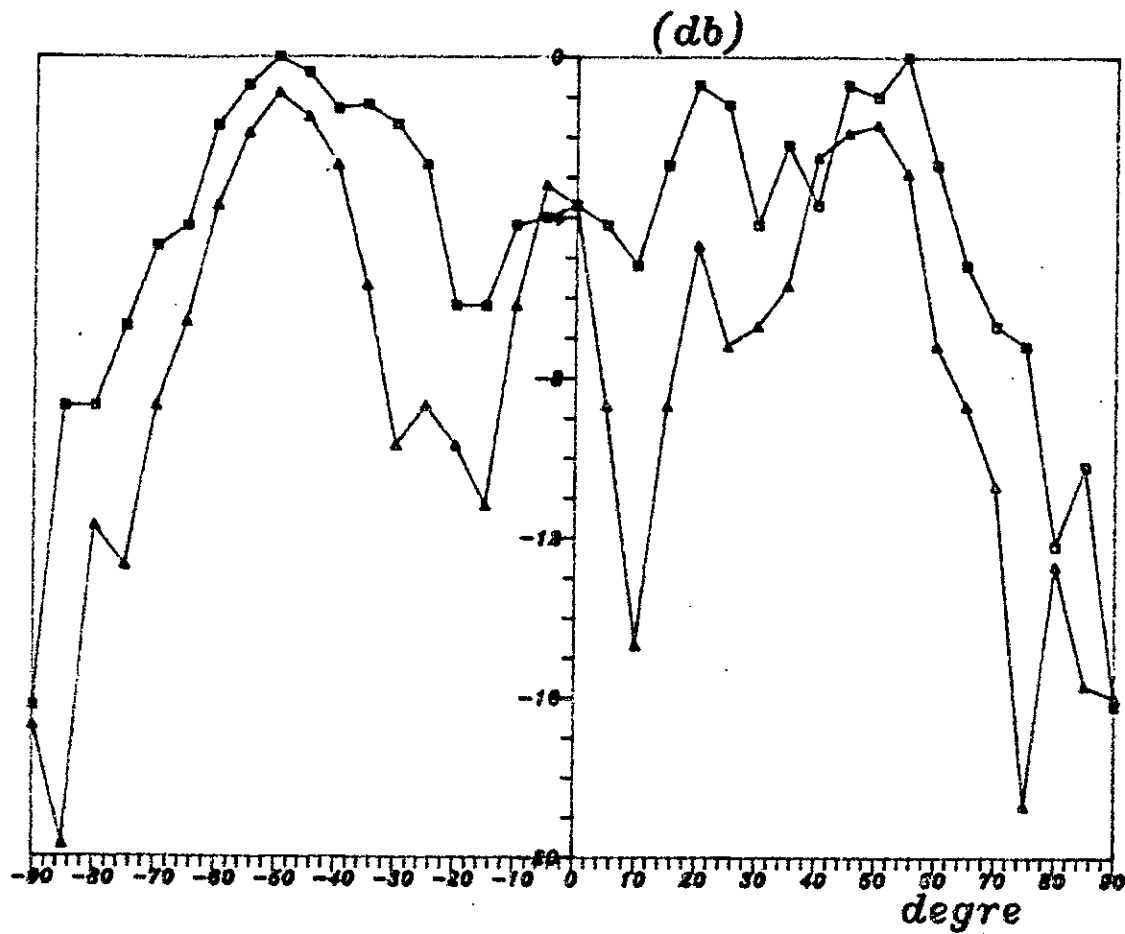
-o-o-o- IMPEDANCE REDUITE AVEC CORRECTION
 TOS=3
 $F_{\text{min}}=8.51\text{ GHz}$
 $F_{\text{max}}=9.06\text{ GHz}$



**Fig. 5.6 DIAGRAMME DE DIRECTIVITE
DU CORNET Freq=9.917 Ghz
a=7.4cm, b=4.9cm
Ra=13.4cm, Rb=13.4cm**

□ □ □ □ PLAN 'E'
▲ ▲ ▲ ▲ PLAN 'H'



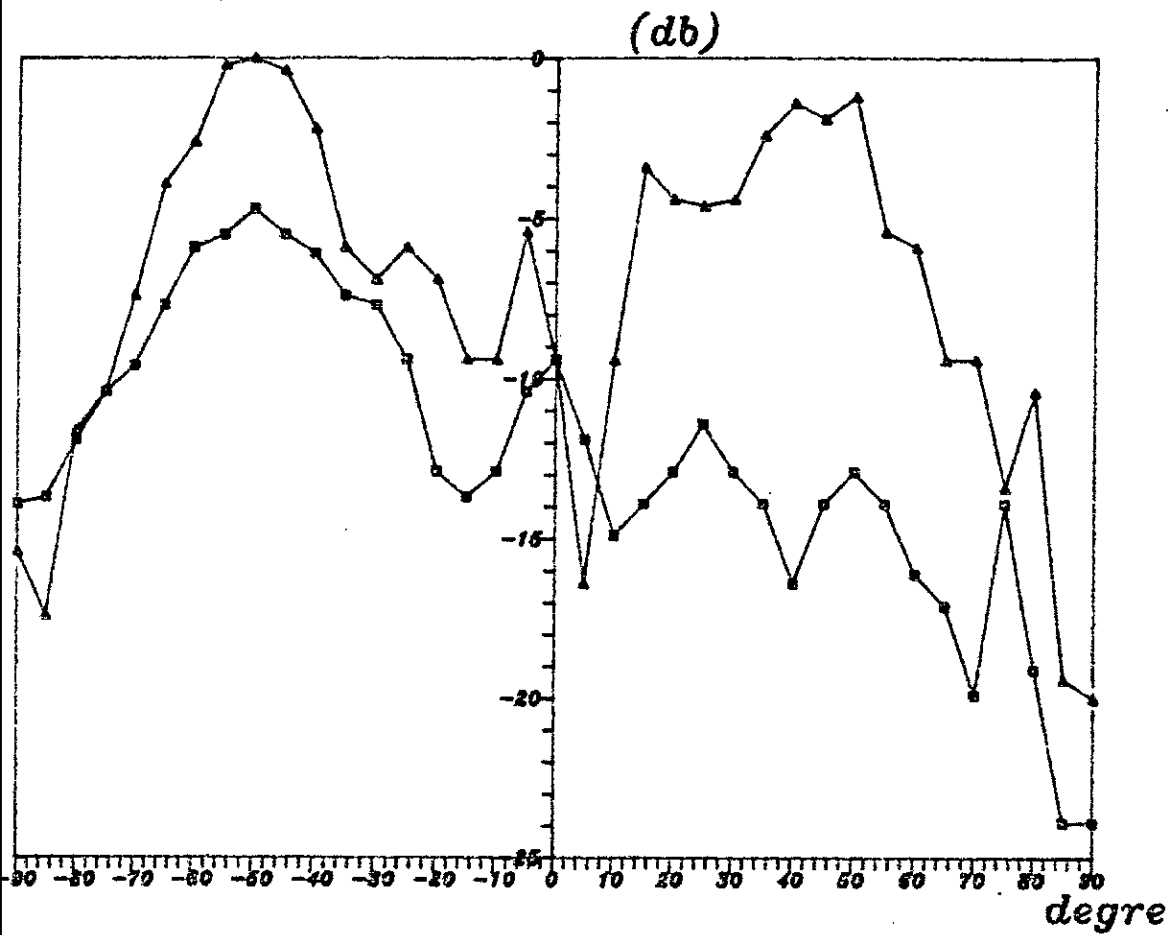


**Fig.5.7 DIAGRAMME DE DIRECTIVITE
DE L'ANNEAU AVEC UNE ANSE**

Freq.=8.5 Ghz

**$a=0.5\text{cm}, b=1.5\text{cm}, c=0.75\text{cm}$
 $\phi_f=45^\circ, \epsilon_r=2.17, h=0.08\text{cm}$
 $w=0.5\text{cm}, l=0.2\text{cm}$**

□-□-□-□ PLAN 'E'
▲-▲-▲-▲ PLAN 'H'



**Fig:5.8 DIAGRAMME DE DIRECTIVITE
DE L'ANNEAU AVEC UNE
ANSE EN MODE TM12
Freq.=8.677 Ghz**

$a=0.5cm, b=1.5cm, c=0.75cm$
 $U_f=45^\circ, \epsilon_r=2.17, h=0.08cm$
 $w=0.5cm, l=0.2cm$

--- PLAN 'E'
 --- PLAN 'H'

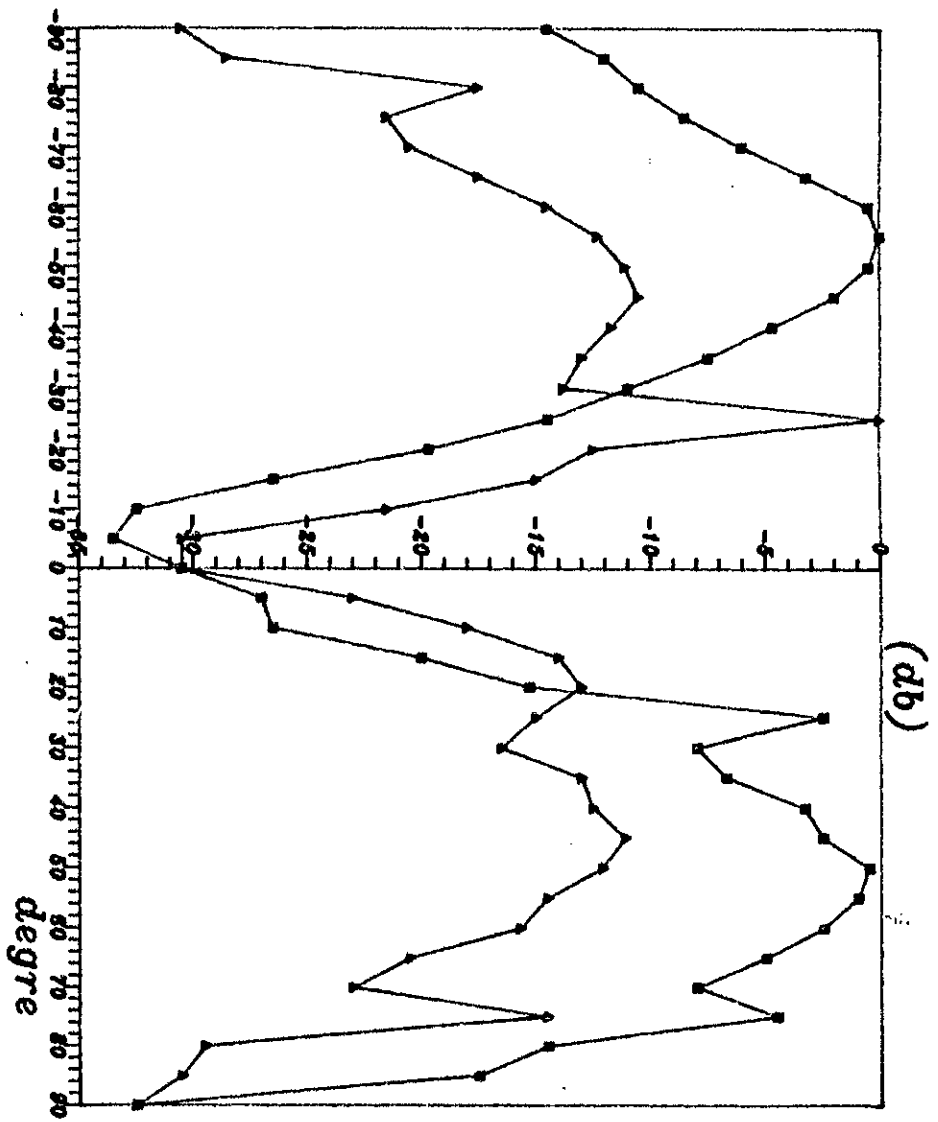


Fig.5.9 DIAGRAMME DE DIRECTIVITE
 DE L'ANNEAU AVEC UNE ANSE
 EN MODE TM₁₂
 Freq.=8.930 GHz

$a=0.5\text{cm}, b=1.5\text{cm}, c=0.75\text{cm}$
 $\phi_f=45^\circ, \theta_f=2.17, h=0.08\text{cm}$
 $w=0.5\text{cm}, l=0.2\text{cm}$

----- PLAN 'E'
 - - - - - PLAN 'H'

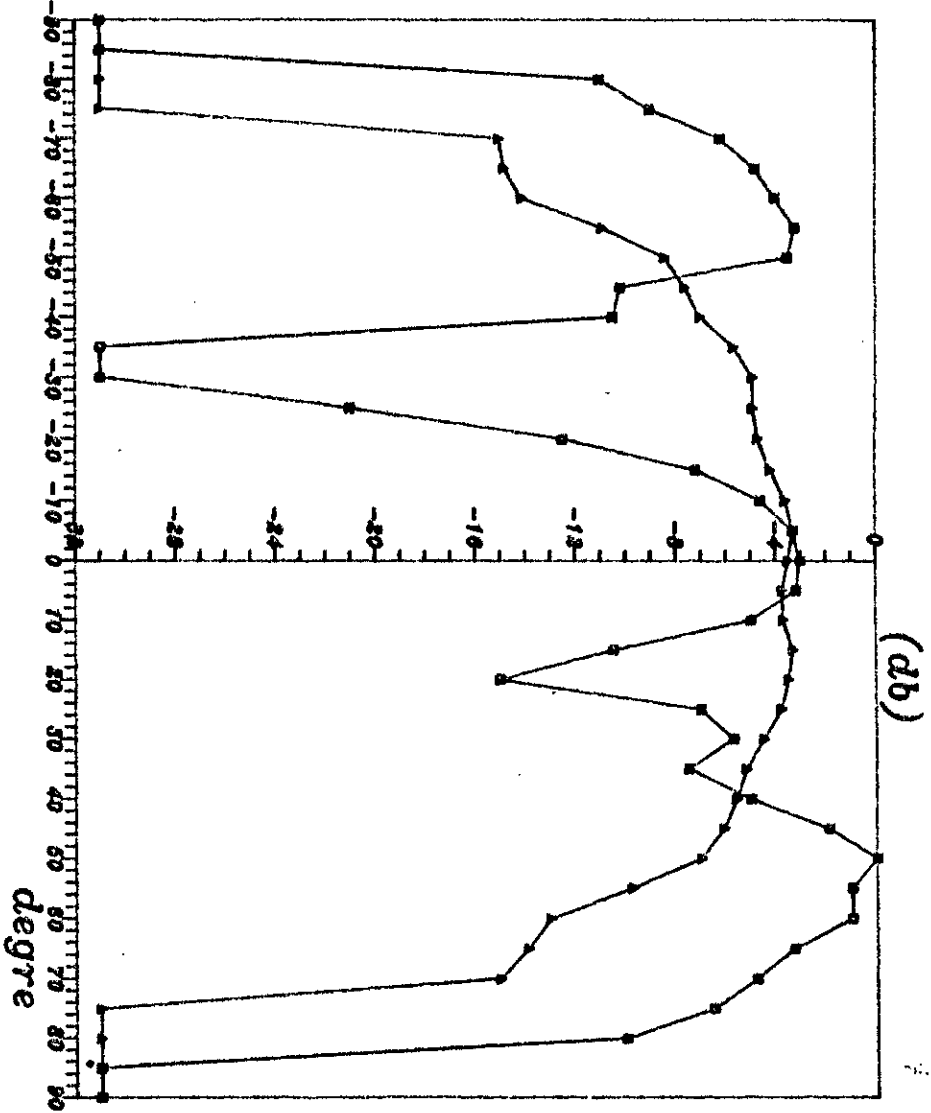


Fig. 5.10 DIAGRAMME DE DIRECTIVITE DE L'ANNEAU AVEC UNE ANSE

Freq. = 9.917 GHz

$a=0.5\text{cm}, b=1.5\text{cm}, c=0.75\text{cm}$
 $\phi_f=45^\circ, \sigma=2.17, h=0.08\text{cm}$
 $w=0.5\text{cm}, l=0.2\text{cm}$

----- PLAN 'E'
 - - - - - PLAN 'H'

32

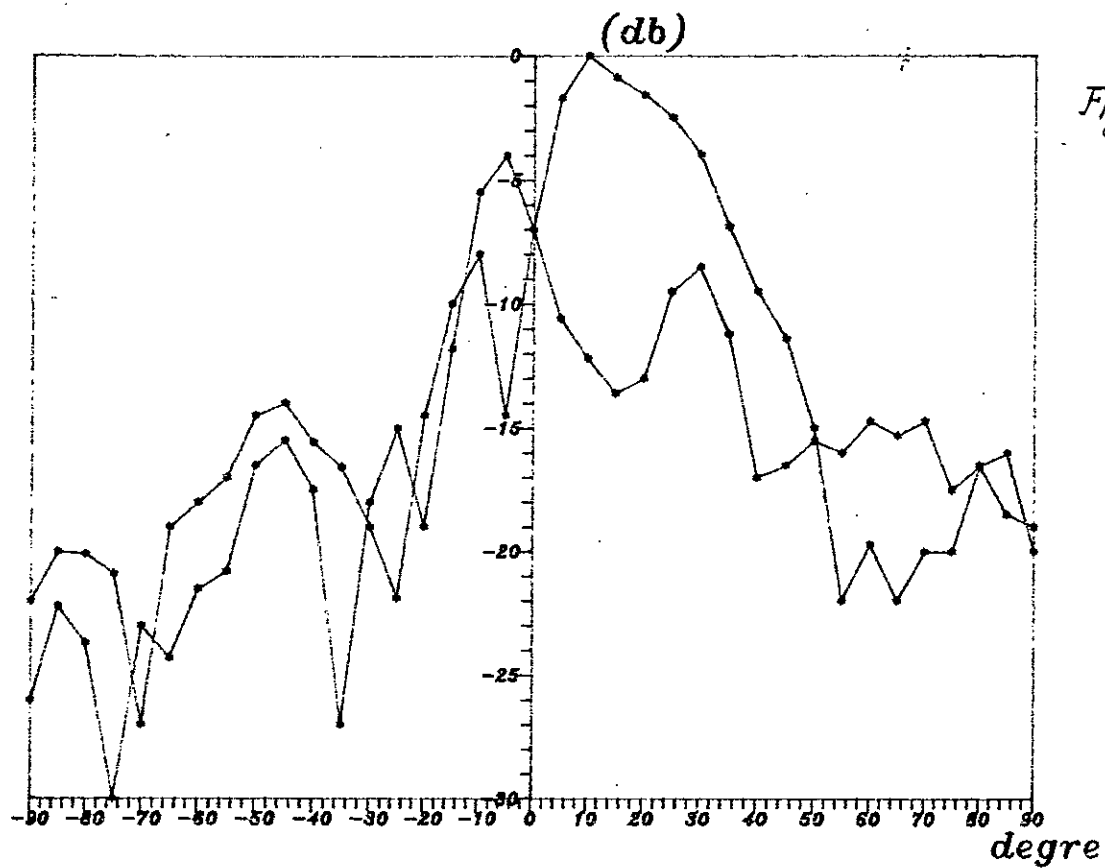
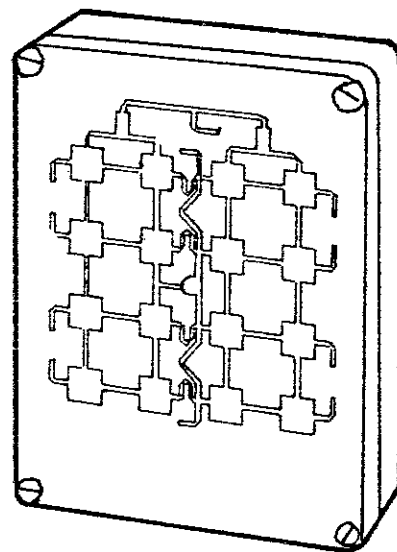


Fig. 5.11 DIAGRAMME DE DIRECTIVITE
 EXPERIMENTAUX DE L ANTENNE
 RESEAU Freq.=9.917(Ghz)

---●--- PLAN 'E'
 - - - - - PLAN 'H'



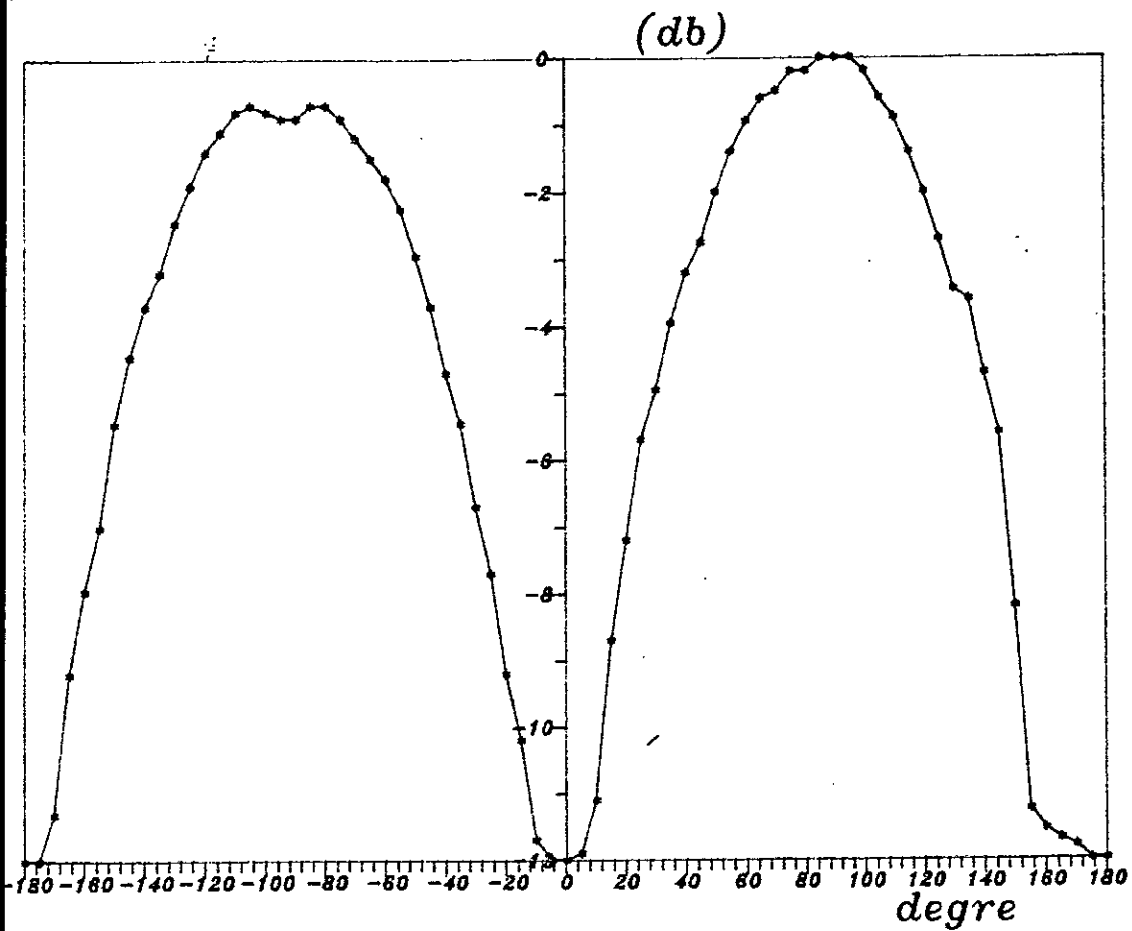


Fig.5.12 DIAGRAMME DE POLARISATION
DE L'ANNEAU AVEC UNE ANSE

Freq.=9.917 Ghz

$a=0.5\text{cm}$, $b=1.5\text{cm}$, $c=0.75\text{cm}$
 $\phi_f=45^\circ$, $\epsilon_r=2.17$, $h=0.08\text{cm}$
 $w=0.5\text{cm}$, $l=0.2\text{cm}$

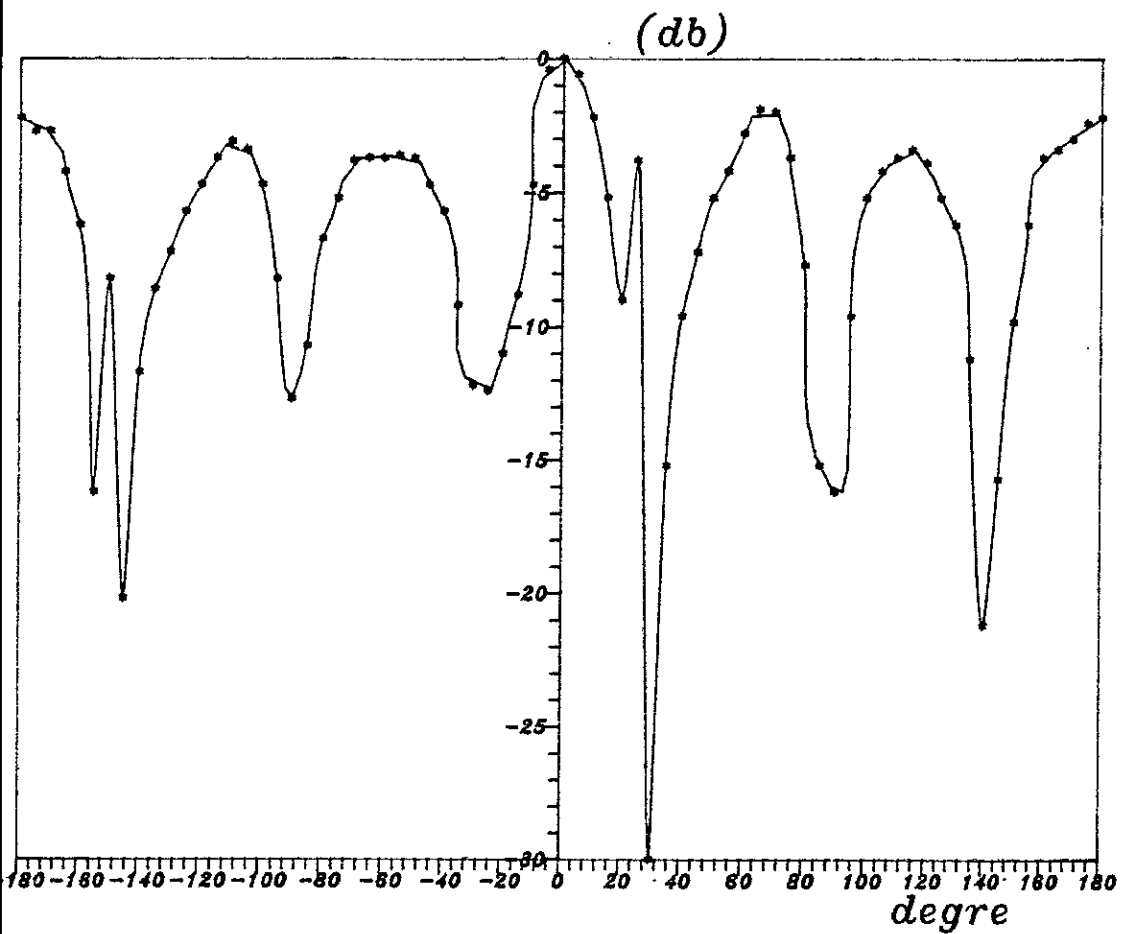


Fig.5.13 DIAGRAMME DE POLARISATION
DE L'ANNEAU AVEC UNE
ANSE EN MODE TM12
Freq.=8.930 Ghz

$a=0.5\text{cm}, b=1.5\text{cm}, c=0.75\text{cm}$
 $U_f=45^\circ, \epsilon_r=2.17, h=0.08\text{cm}$
 $w=0.5\text{cm}, l=0.2\text{cm}$

CHAPITRE 6

SIMULATION

On a réalisé un programme qui calcule l'impédance d'entrée d'une antenne imprimée en forme d'anneau circulaire en se basant sur la théorie de la ligne généralisée relative au mode TM_{12} .

On a testé ce programme sur un exemple et on a comparé les résultats obtenus avec ceux obtenus par A.K.BHATTACHARYYA [15].

D'après les graphes, on remarque que la valeur de la résistance d'entrée calculée avec ce programme est conforme à celle trouvée par l'auteur cité ci-dessus contrairement à la reactance, ceci peut s'expliquer par le fait que l'auteur a introduit la contribution de la reactance due aux autres modes et qui s'exprime par la formule suivante :

$$X_M = \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu_0 h}{\sigma_m} \left[\frac{J_m(knc)Y_m(knae) - Y_m(knc)J_m(knae)}{J_m(knbe)Y_m(knae) - Y_m(knbe)J_m(knae)} \right] \left[\frac{\sin\left(\frac{m d}{2 c}\right)}{\frac{m d}{2 c}} \right]^2$$

$$\left[J_m(knc)Y_m(knbe) - Y_m(knc)J_m(knbe) \right]$$

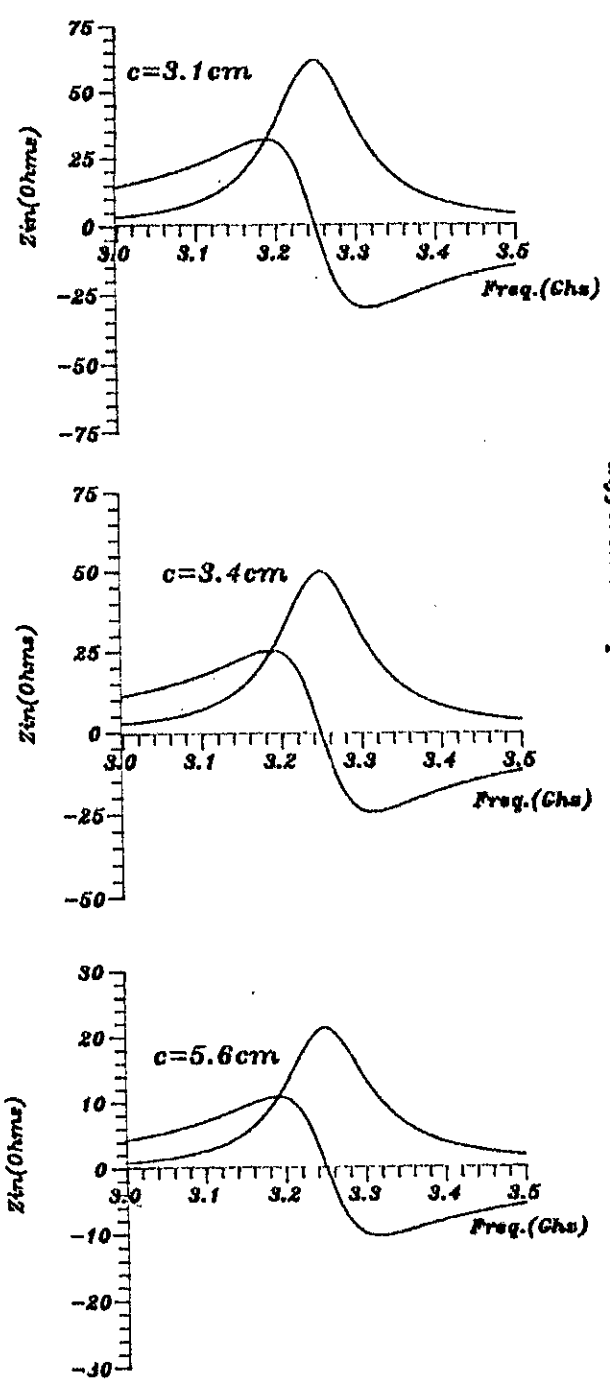
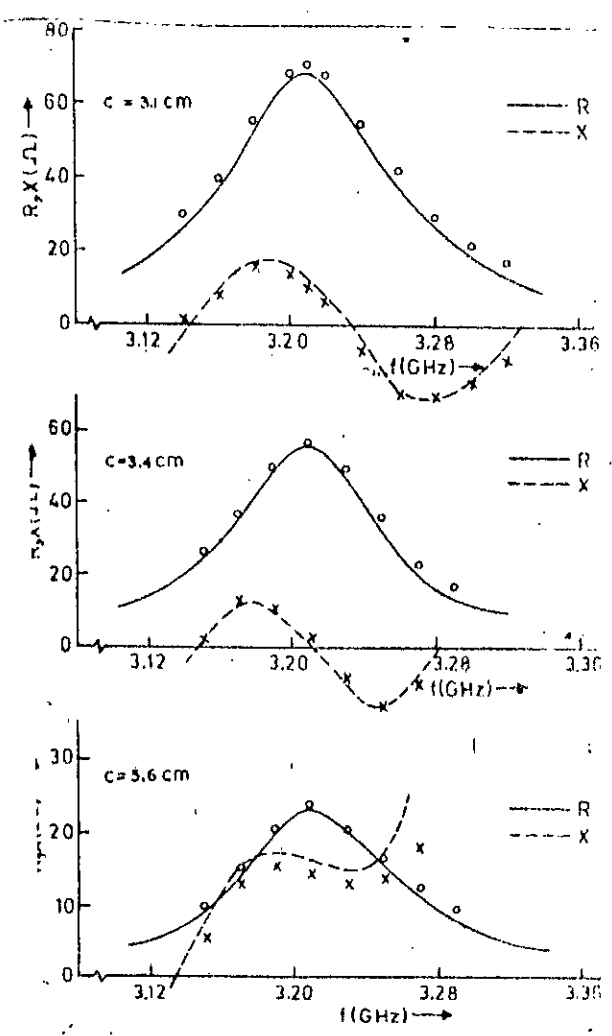


Fig. 6 - Variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différents emplacements de la sonde



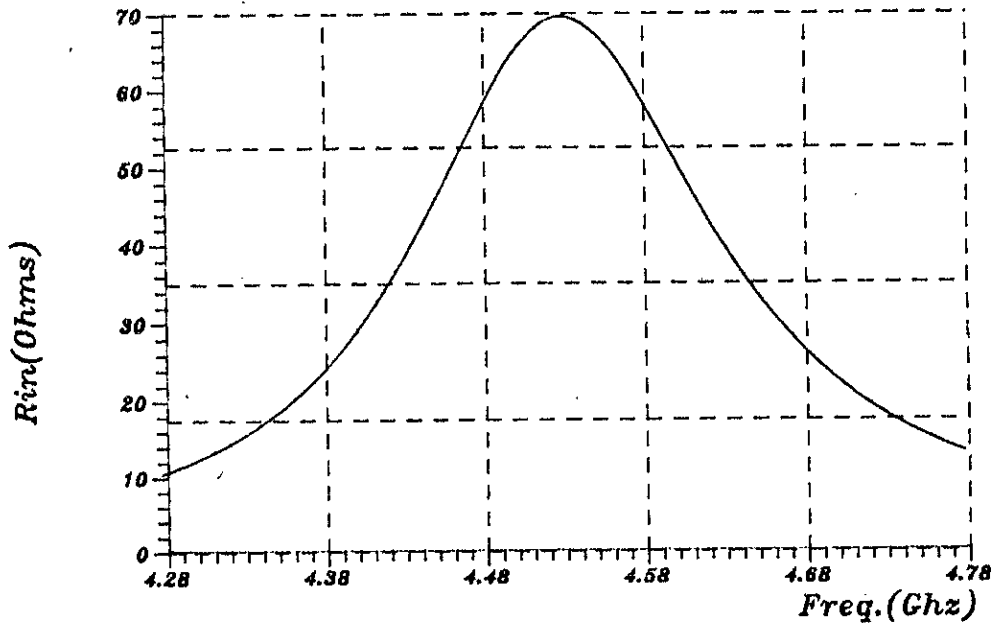
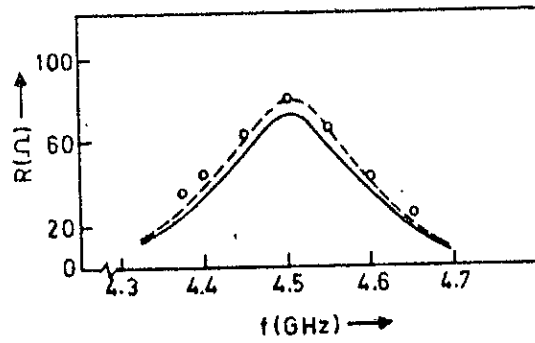


Fig.6.1 Variation de la resistance d'entree en fonction de la frequence ($a=2.0\text{cm}$, $b=4.05\text{cm}$, $c=2.1\text{cm}$, $\epsilon_r=2.2$, $h=0.159\text{cm}$)

Nous avons essayé dans le document ci-présent de citer la plupart des techniques pour la mesure d'antennes micro-ondes, cependant il existe d'autres techniques plus avancées basées sur :

La T.D.R (reflectometrie dans le domaine temporelle) pour le calcul des caracteristiques du substrat ,de la ligne et de l'impedance d'entrée.

L'utilisation du champ proche pour la determination du diagramme de rayonnement, la polarisation et le calcul du gain.

Nous avons effectué des mesures dans un environnement qui ne repond nullement à ce qui a été cité précédement, comme par exemple la chambre anechoïde qui est fondamentale en mesure micro-onde. Neanmoins nous avons pu realiser une antenne plaque et effectuer quelques mesures avec toutes les contraintes materielles.

Nous espérons que notre humble contribution, sera d'une utilité appréciable pour les futurs ingenieurs interressés par les antennes plaquées.

ANNEXES

CALCUL DE LA CAPACITANCE ET DE LA CONDUCTANCE DE LA LIGNE

Considerons la section transversale de la ligne μ -ruban schématisée dans la Fig.2.4. Le ruban métallique est considéré infiniment mince. Tous les conducteurs sont considérés à faibles pertes [3] [4].

$$\frac{1}{C_i} = \frac{1}{2\pi \epsilon_0 q^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}_i(\beta) \tilde{\rho}^2(\beta) d\beta \quad (2-11)$$

$$G_i = \frac{C_i^2}{2\pi \epsilon_0 q^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\{\sigma_i [2\epsilon_i + (1+\epsilon_i^2) \coth(\beta t_i)] + \sigma_s \coth(\beta d) [1 + \coth(\beta t_i)]^2\}}{\beta \{\epsilon_i [\epsilon_i + \coth(\beta t_i)] + \epsilon_s \coth(\beta d) [1 + \epsilon_i \coth(\beta t_i)]\}^2} \rho^2(\beta) d\beta \quad (2-12)$$

$$\text{ou } g_i(\beta) = \frac{1 + \epsilon_i \coth(\beta t_i)}{\beta \{\epsilon_i [\epsilon_i + \coth(\beta t_i)] + \epsilon_s \coth(\beta d) [1 + \coth(\beta t_i)]\}}$$

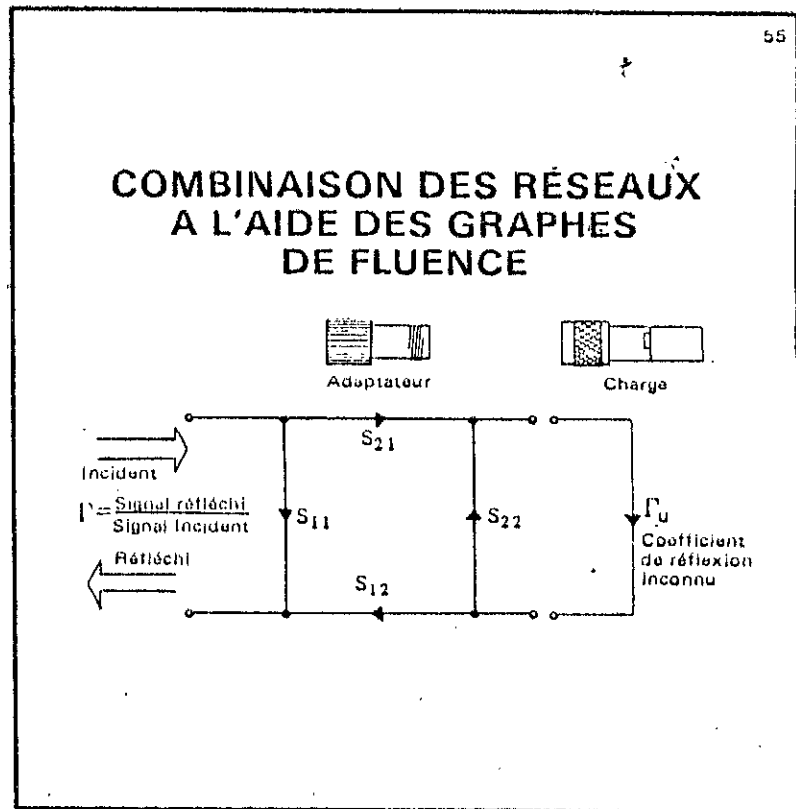
$$\frac{\rho(\beta)}{q} = \frac{8}{5} \left[\frac{\sin(\beta w/2)}{\beta w/2} \right] + \frac{12}{5(\beta w/2)^2} \left[\cos(\beta w/2) - \frac{2\sin(\beta w/2)}{\beta w/2} + \frac{\sin^2(\beta w/4)}{(\beta w/4)^2} \right]$$

q est la charge totale sur le ruban.

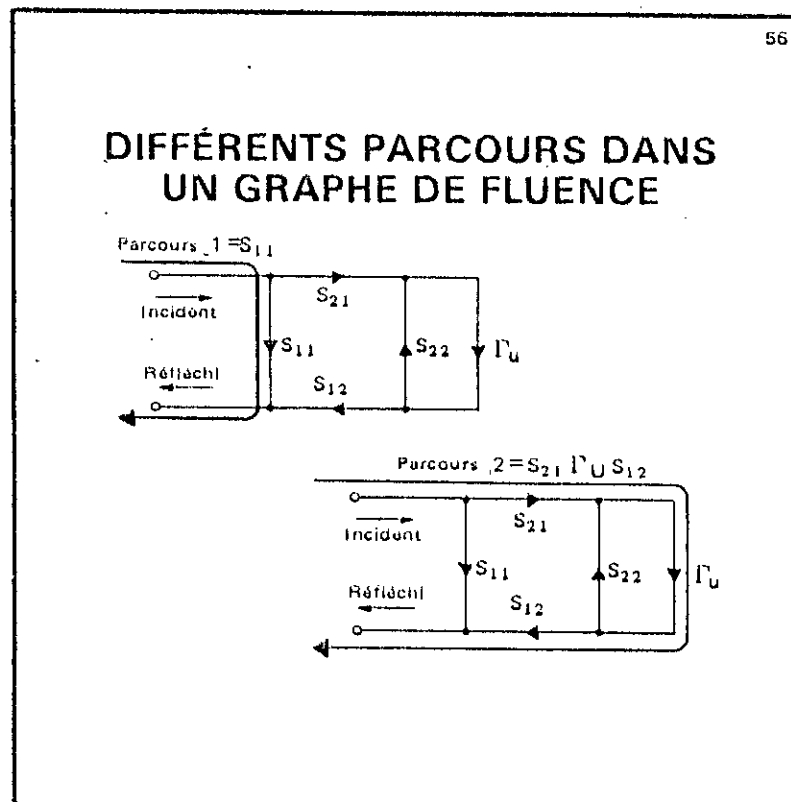
$i = 1$ ou 2 correspondant respectivement à la Fig.2.4 ou Fig.2.5

σ_s et σ sont respectivement les conductivités du substrat et du matériau de charge.

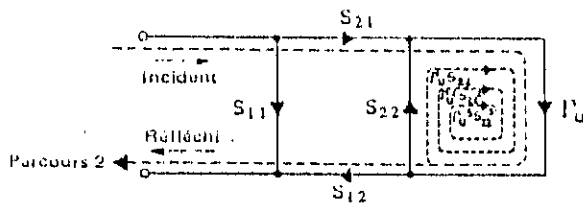
La technique d'utilisation du graphe de fluence peut être mise en œuvre pour déterminer la réponse globale d'un réseau une fois que les composants en sont connus. Par exemple, utilisons un adaptateur pour convertir une terminaison Z_0 en un autre type de connecteur. Intuitivement nous savons que le fait d'introduire un élément supplémentaire, juste avant la charge, ne l'améliore pas. Nous allons voir, maintenant, comment déterminer exactement le nouveau coefficient de réflexion après avoir mesuré les paramètres S de l'adaptateur et de la charge.



La technique de réduction des graphes de fluence connue comme la règle immuable des mailles de Mason (voir la bibliographie), nous dit que la réponse globale d'un réseau est la somme des chemins par lesquels l'énergie peut parcourir le réseau. L'énergie se déplace à partir de la source et dans la direction de la flèche. Un parcours qui semble évident est celui qui relie directement, à travers l'adaptateur, la porte 1, soit S_{11} sur la figure. Un second parcours que peut effectuer l'énergie est S_{21} , le Γ_U de la charge et S_{12} de l'adaptateur. La valeur combinée de ces parcours est le produit de chaque branche soit : $S_{21} \times \Gamma_U \times S_{12}$. Il faut toutefois noter que le signal peut, via S_{21} , parcourir S_{22} . Rien ne l'empêche en effet d'arriver par la partie supérieure de S_{22} puis de revenir vers Γ_U .



BOUCLE DANS UN GRAPHE DE FLUENCE

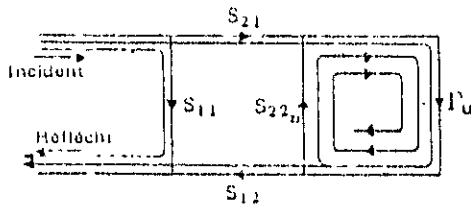


$$\begin{aligned} \text{Boucle} &= 1 + \Gamma_U S_{22} + (\Gamma_U S_{22})^2 + (\Gamma_U S_{22})^3 + \dots \\ &= \frac{1}{1 - \Gamma_U S_{22}} \end{aligned}$$

$$\text{Parcours 2 (modifié par la boucle)} = \frac{S_{21} S_{11} \Gamma_U}{1 - \Gamma_U S_{22}}$$

Une partie de l'énergie circule vers la boucle puis y tourne sur elle-même. A chaque fois que la boucle est parcourue, les coefficients sont multipliés et ce jusqu'à l'infini. Une identité mathématique convertit cette série infinie en une expression simple qui est multipliée par les branches S_{12} , S_{21} et Γ_U pour donner une valeur globale du parcours n° 2.

RÉPONSE COMPOSITE



$$\frac{\text{Réfléchi}}{\text{Incident}} = \text{Parcours 1} + \text{Parcours 2} \left(\frac{\text{Modifié par la boucle}}{\text{la boucle}} \right)$$

$$= S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_U}{1 - \Gamma_U S_{22}}$$

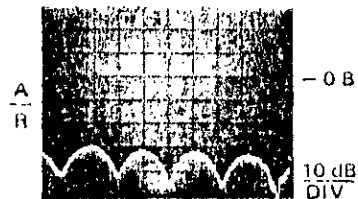
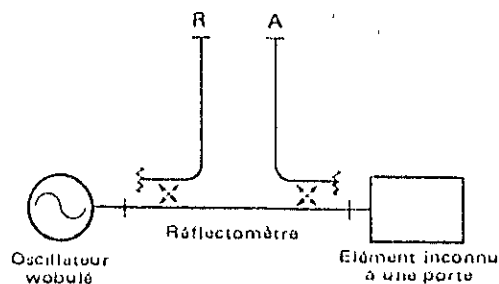
Voyons maintenant la somme. Cette simple équation mathématique est une solution exacte des réseaux à deux portes terminés par une seule porte. Dans notre exemple c'est le coefficient de réflexion de la combinaison adaptateur/charge. Notez la prépondérance des termes en S_{11} . Quelle que soit l'importance du coefficient de réflexion de la charge, le coefficient de réflexion à l'entrée de l'adaptateur S_{11} entraîne une dégradation importante des performances de la « nouvelle » charge ainsi formée.

Nous avons précédemment révisé les paramètres S et les graphes de fluence, comme éléments de base nécessaires à la compréhension des techniques qui permettent d'améliorer la précision dans les mesures vectorielles. Ces techniques peuvent être particulièrement efficaces et apporter une amélioration de la précision dans les mesures hautes fréquences, sur les réseaux.

AMÉLIORATION DE LA PRÉCISION DANS LES MESURES VECTORIELLES

Voici l'image typique d'une mesure effectuée sur un élément à une porte. Cet élément est une terminaison dont l'impédance est peu différente de l'impédance caractéristique Z_0 . Quelle est alors la cause des crêtes et des creux ainsi obtenus dans le résultat? Ce n'est certainement pas l'élément contrôlé qui en est la cause! Une résistance à film mince ne peut présenter d'aussi rapides variations en fonction de la fréquence. Malheureusement ces variations, qui sont aussi importantes que 20 dB en perte par réflexion, sont causées par les imperfections de notre système de mesure.

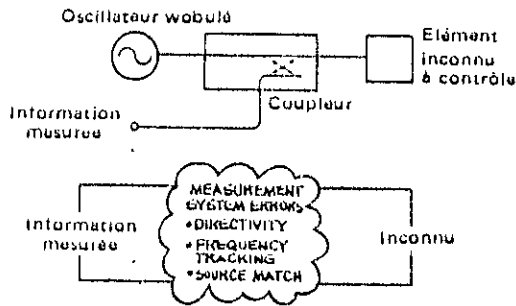
LE PROBLÈME



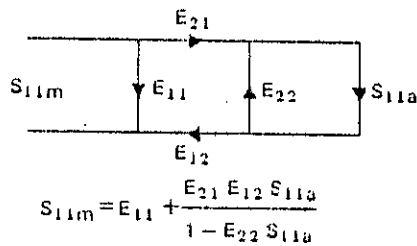
CHIFFRAGE DES ERREURS DE RÉFLEXION

61

SYNOPTIQUE



MODELE D'ERREURS SUR UN ÉLÉMENT A UNE PORTE

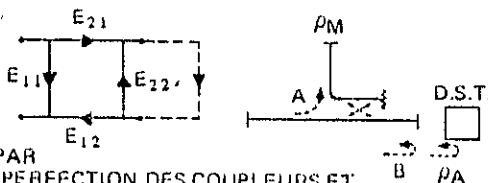


Les erreurs dues au système de mesure empêchent l'information d'être une représentation vraie d'un élément inconnu. En comprenant l'origine de ces erreurs et en développant un modèle approprié nous pourrions annuler leurs effets pour chaque mesure. Nous verrons qu'une mesure de réflexion peut être élaborée à l'aide du même graphe de fluence que nous avons précédemment développé. De plus, le fait que la solution mathématique se présente sous la même forme ne serait pas une surprise, seuls les noms des variables étant différents.

Il faut toutefois reconnaître que dans toute élaboration d'un système de mesure, il existe des erreurs que l'on ne peut chiffrer. Par exemple, il n'est pas possible de représenter, de manière systématique, la dérive et le bruit. Il en va de même pour la modulation de fréquence résiduelle, la reproductibilité des connecteurs ou les variations des caractéristiques du câble de mesure utilisé pour la liaison avec l'élément contrôlé lorsqu'il est déplacé. Nous regarderons de plus près ce que représentent ces paramètres E ou coefficients d'erreurs dans notre exemple.

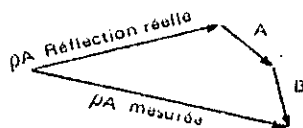
62

ERREURS DE DIRECTIVITÉ FUITES DE SIGNAL INDÉPENDANTES DE L'ÉLÉMENT CONTRÔLÉ



CAUSEES PAR

- A - L'IMPERFECTION DES COUPLEURS ET DES PONTS
- B - RÉFLEXIONS DUES AUX COUPLEURS, CONNECTEURS, ADAPTATEURS OU CABLES DE MESURE



Examinons en premier E_{1-2} . Cette branche dans notre exemple représente le signal qui n'atteint jamais l'élément contrôlé. Il est perdu ou réfléchi avant à cause de :

1. l'imperfection des systèmes de séparation du signal,
2. l'adaptateur ou le câble de mesure qui sont physiquement reliés à l'élément contrôlé.

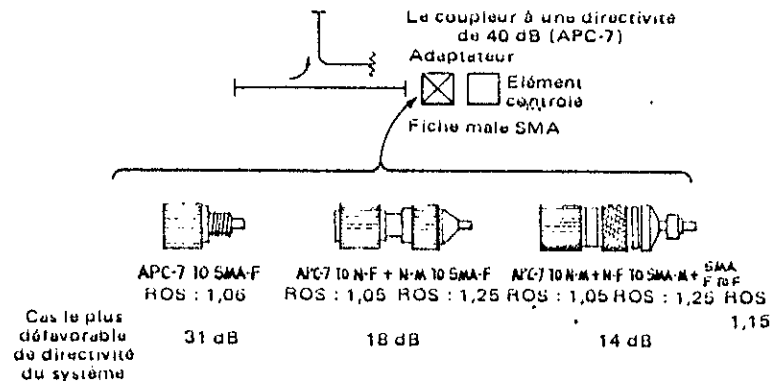
Ces erreurs se combinent vectoriellement avec le vrai coefficient de réflexion (ρA) pour en donner une valeur imprécise et erronée. On appelle l'erreur combinée des vecteurs la directivité effective.

Considérons l'influence des adaptateurs. Nous allons mesurer un élément qui possède un connecteur SMA mâle. Pour cela, nous utiliserons un coupleur d'excellente qualité monté avec des fiches APC-7 et possédant, à 18 GHz, une directivité de 40 dB. Pour effectuer ce contrôle, une transition APC-7/SMA est nécessaire mais à pour conséquence de dégrader la mesure. Nous allons voir trois approches différentes du problème.

Le meilleur moyen est, bien évidemment, d'acheter l'adaptateur APC-7/SMA le plus performant. Malgré cela, à 18 GHz, la directivité est réduite à 31 dB ce qui n'empêche pas de voir couramment des montages avec deux ou voire même trois adaptateurs. La performance obtenue avec de tels assemblages peut aboutir à une directivité effective aussi mauvaise que 14 dB. Il est bon de se rappeler qu'il n'est pas possible de mesurer des pertes par retour meilleures que la directivité.

CONSIDÉRATIONS SUR LES ADAPTATEURS

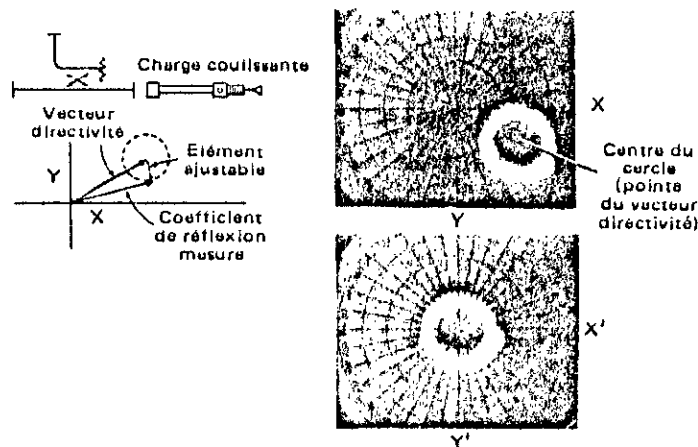
UN EXEMPLE DE DIRECTIVITÉ



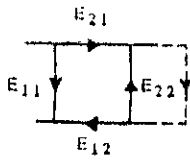
Comment peut-on annuler, en partie, ces causes d'erreurs dues à la directivité? Il existe une méthode assez ancienne qui utilise le principe de la mesure des vecteurs. En effet, il est possible, à l'aide d'une charge coulissante, d'adapter l'ensemble du système, y compris les adaptateurs, pour une fréquence unique. Lorsque physiquement nous réglons la charge coulissante nous décrivons un cercle sur l'écran. Le rayon de ce cercle représente le coefficient de réflexion de la charge coulissante. Avec les connecteurs APC-7 ou de type N, il correspond à une perte par réflexion supérieure à 52 dB. Remarquez que, pour un système, le centre du cercle n'est pas le centre de l'écran de visualisation. La directivité est représentée par le décalage ou le vecteur formé par le centre de ce cercle et le centre de l'écran pour une fréquence unique. Si l'on repositionne la trace en X et en Y pour avoir le cercle au centre de l'écran, cela équivaut à mémoriser (par le positionnement en X et en Y) le vecteur d'erreur de directivité pour une fréquence unique.

Toutes ces opérations peuvent représenter un travail important lorsqu'il est effectué manuellement pour plusieurs fréquences, mais qui est facilement résolu par emploi de systèmes automatiques.

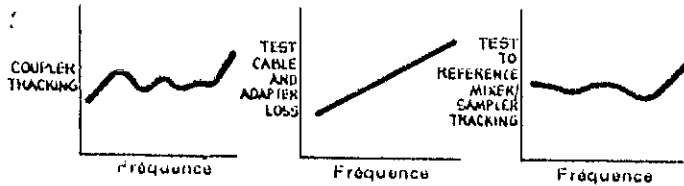
CORRECTION DE L'ERREUR DE DIRECTIVITÉ (FRÉQUENCE UNIQUE)



ERREUR DE RÉPONSE EN FRÉQUENCE

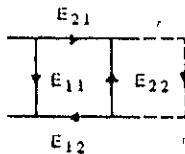


• Variations du système de contrôle par rapport à un calibrage effectué à une fréquence de référence unique

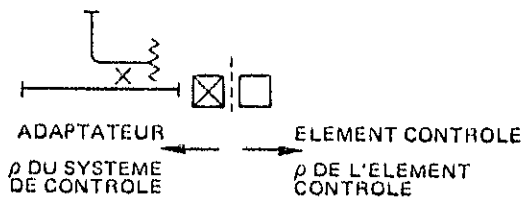


Revenons à notre exemple et regardons quelques unes des autres sources d'erreurs. Les paramètres E_{21} et E_{12} représentent, dans notre système, les pertes aller et retour avec l'élément contrôlé. Cette erreur que l'on nomme réponse en fréquence est due à beaucoup d'éléments du système tels que le coupleur, les câbles et les mélangeurs.

ERREUR DE DÉSADAPTATION DE LA SOURCE



Réflexions multiples du signal causées par la mauvaise adaptation entre l'élément contrôlé et le système

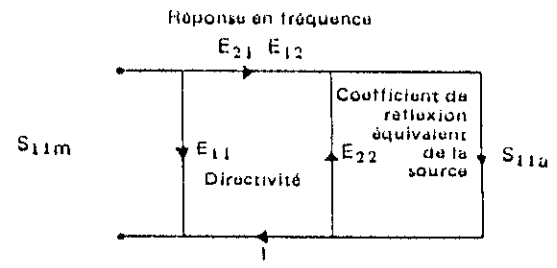


Le coefficient d'erreur (E_{22}) restant à considérer dans notre analyse d'un système de mesure de réflexion correspond à la non adaptation de la source. Lorsque l'on regarde un système de mesure avec ses adaptateurs et ses câbles, l'adaptation idéale n'apparaît pas comme étant réalisée. Quand un signal de mesure est réfléchi par l'élément contrôlé et revient vers le système, une erreur est introduite et forme une boucle entre les deux éléments. L'erreur étant proportionnelle au produit de ces coefficients, une mauvaise adaptation de l'élément contrôlé entraîne une erreur ayant une conséquence majeure. Dans le cas des semi-conducteurs ou bien d'un filtre contrôlé hors de sa bande passante, l'erreur introduite peut approcher 10 %.

Revoiyons notre exemple complet et ses équations qui nous sont maintenant familières. Remarquez que les termes E_{21} et E_{12} apparaissent sous forme d'un produit par le fait que nous pouvons les considérer réellement comme un seul facteur appelé réponse en fréquence. E_{11} est la directivité équivalente du système et E_{22} le coefficient de réflexion équivalent de la source. Les trois termes E_{21} , E_{12} , E_{22} et E_{11} représentent les erreurs que nous voulons annuler. Il nous faut donc une méthode qui permette de déterminer un ensemble de coefficients spécifiques à une mesure particulière. Ces derniers seront ensuite mémorisés de manière à corriger les mesures. Du fait que nous avons trois inconnues dans nos équations, trois éléments de caractéristiques connues sont nécessaires pour les résoudre.

Nous allons maintenant effectuer le calibrage à l'aide des trois éléments connus qui, en théorie, doivent suffire.

EXEMPLE D'ERREURS INTRODUITES SUR UN ÉLÉMENT A UNE PORTE

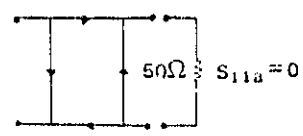


$$S_{11m} = E_{11} + \frac{S_{11a} (E_{21} E_{12})}{1 - E_{22} S_{11a}}$$

Supposons que nous débutons notre calibrage avec une charge parfaite. Cela peut être une charge coulissante ou, pour les fréquences basses, une charge fixe de 50Ω , 75Ω ou un guide d'onde pour lesquels le coefficient de réflexion est faible. Si nous substituons zéro à la valeur de S_{11a} , le second terme est éliminé et l'information obtenue est la directivité. L'erreur est limitée à l'incertitude donnée pour la charge étalon. La charge coulissante est réglée sur plusieurs position (4-6) et pour chaque fréquence le centre de chacun des ensembles de points est calculé. De cette façon, la qualité de la terminaison n'affecte pas la précision de la mesure, qui est déterminée par la géométrie de la section de la ligne à air qui précède la terminaison (typiquement > 50 dB de perte par réflexion).

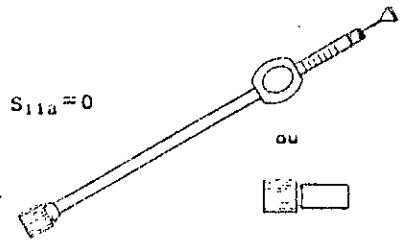
CALIBRAGE

PREMIERE ETAPE - UNE CHARGE "PARFAITE"



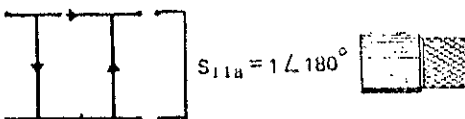
$$S_{11m} = E_{11} + \frac{(0) (E_{21} E_{12})}{1 - E_{22} (0)}$$

$$S_{11m} = E_{11}$$



CALIBRAGE

DEUXIEME ETAPE - LE COURT-CIRCUIT



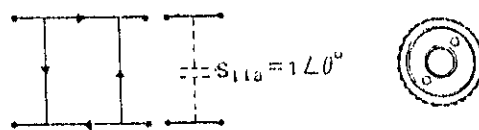
$$S_{11a} = 1 \angle 180^\circ$$

$$S_{11m} = E_{11} + \frac{(-1)(E_{21}E_{12})}{1 - E_{22}(-1)}$$

Il nous reste maintenant à voir le coefficient de réflexion équivalent de la source. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser deux éléments : le premier est un court circuit. Ceci nous permet d'établir notre plan de référence pour la mesure. Le résultat est ensuite temporairement mémorisé.

CALIBRAGE

TROISIEME ETAPE - LE CIRCUIT OUVERT



$$S_{11a} = 1 \angle 0^\circ$$

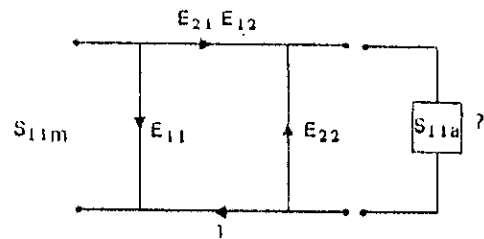
$$S_{11m} = E_{11} + \frac{(1)(E_{21}E_{12})}{1 - E_{22}(1)}$$

L'étalon final peut être un circuit ouvert (que le conducteur extérieur protège des rayonnements). Un coaxial en circuit ouvert présente à son extrémité une faible capacité dont la valeur, qui est connue avec précision, est fonction de la géométrie du type de connecteur utilisé. En ce qui concerne les guides d'ondes, il est possible d'utiliser un tronçon en court-circuit. C'est-à-dire un court-circuit situé au bout d'une longueur de guide connue.

Avec cette dernière solution indépendante, nous pouvons maintenant calculer les coefficients qui correspondent à l'adaptation de la source et à sa variation en fonction de la fréquence.

La mise en équation précédente des erreurs peut s'écrire sous une nouvelle forme. Remarquez que la valeur inconnue actuelle est maintenant fonction des trois coefficients d'erreurs et de la valeur mesurée S_{11m} . C'est la base de l'amélioration de la précision dans les mesures vectorielles. Les trois coefficients d'erreur sont calculés pour chaque point de fréquence et stockés dans une matrice (six nombres par point de fréquence). S_{11a} est alors calculé à partir de S_{11m} mesuré. Tous ces calculs peuvent être faits manuellement en prenant les informations obtenues et en résolvant chaque équation. Cependant, il est plus aisé d'utiliser une méthode automatisée.

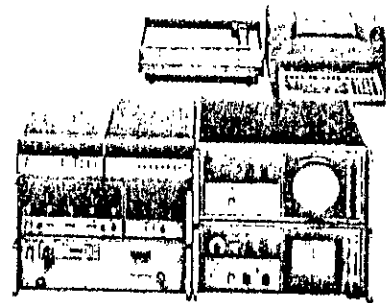
CONNECTONS MAINTENANT L'ÉLÉMENT A CONTROLER



$$S_{11a} = \frac{S_{11m} - E_{11}}{E_{22}(S_{11m} - E_{11}) + E_{21}E_{12}}$$

Le système de mesures montré sur la figure est contrôlé par un ordinateur qui prépositionne automatiquement l'état de l'instrument, la fréquence et prend les données de l'analyseur de réseaux. De plus, il effectue la mesure en quelques centaines de millisecondes, ce qui prendrait des heures manuellement.

UN ANALYSEUR DE RÉSEAU AUTOMATIQUE



INFLUENCE DU CONDUCTEUR CENTRAL DU COAXIALE D'ALIMENTATION
SUR L'IMPEDANCE D'ENTREE DE L'ANTENNE PLAQUE

La tige centrale du coaxiale de diametre d plongé sur une longueur h dans le substrat de l'antenne.

Elle presente en generale une self inductance en serie Z_l avec l'impedance d'entrée de l'antenne.

$$Z_{in} = (Z_{in})_{mesuré} - Z_l$$

Differentes modélisations de Z_l sont disponibles dans la litteratures, les plus connues sont :

$$1) \quad Z_l = j X_l \quad \text{avec} \quad X_l = \omega \frac{\mu_0}{2\pi} h \left[\ln \left(\frac{4h}{d} \right) - 1 \right]$$

[6]

$$2) \quad Z_l = 60(k_0 h)^2 \sqrt{\epsilon_r} + 60 \cdot j \cdot k_0 \cdot h \cdot \arcsin \left(\frac{4h}{d} \right) + 60 \frac{d - \sqrt{d^2 + h^2}}{h}$$

[10]

Formule de MOSIG.

$$3) \quad Z_l = j X_l \quad \text{avec} \quad X_l = \omega \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \cdot \tan \left(\frac{2\pi h}{\lambda_0} \right)$$

[11;12]

$$\text{avec} \quad \frac{h}{\lambda} < 0.3$$

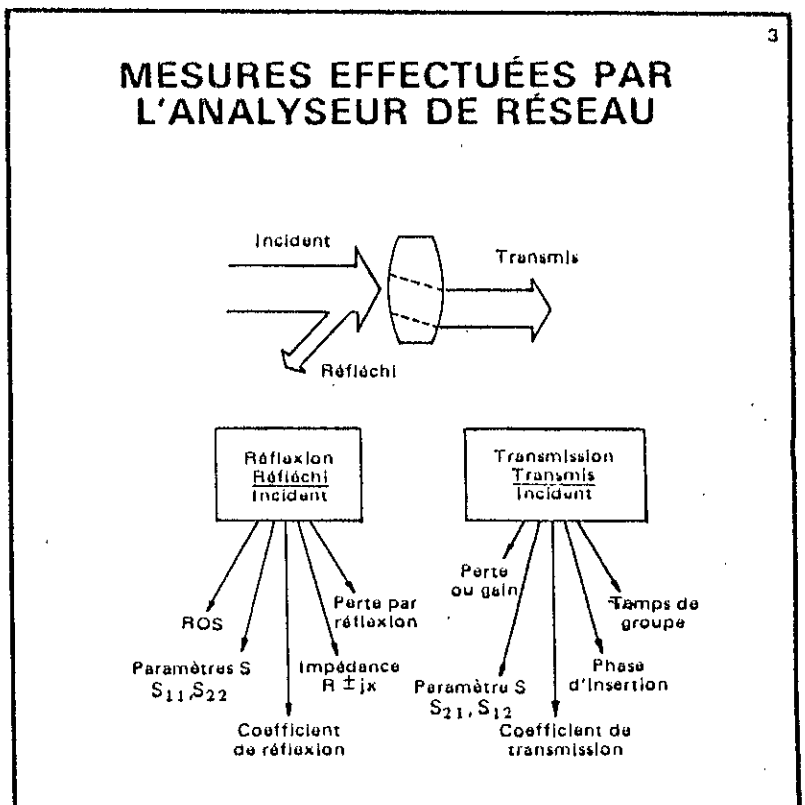
$$4) Z_t = j X_t \text{ avec } X_t = 60.k_0.h.\ln\left(\frac{2}{k_0 d \sqrt{\epsilon_r}}\right)$$

$$[13] \quad \text{avec } k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

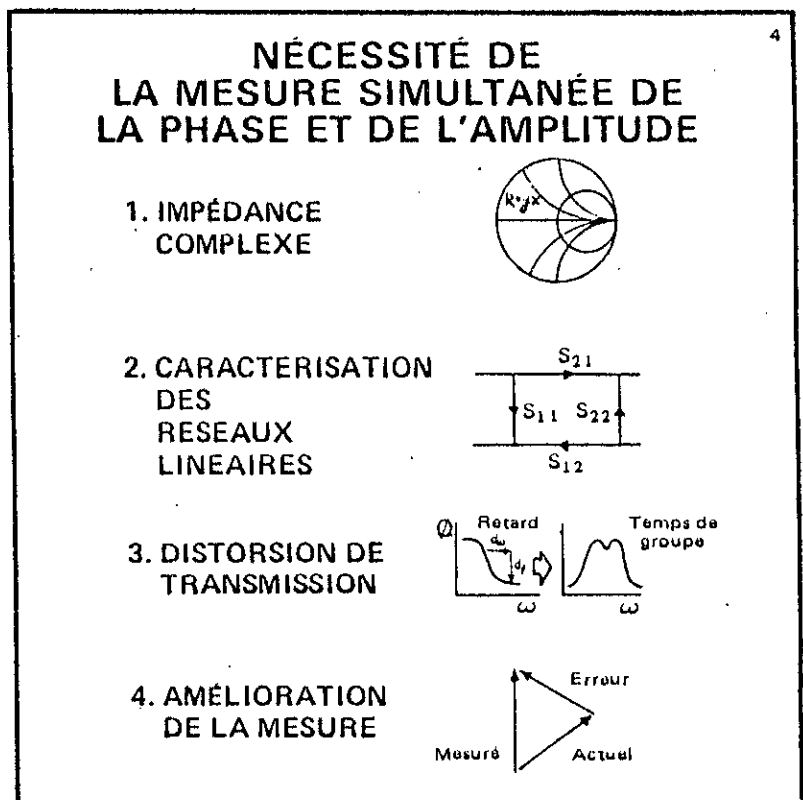
$$5) Z_t = j X_t \text{ avec } X_t = \omega \frac{\mu_0 h}{2\pi} \ln\left(\frac{4 C}{\omega \gamma \sqrt{\epsilon_r} d}\right)$$

$$[15] \quad \text{avec } C = 3.10^8 \text{ et } \gamma = 1.781$$

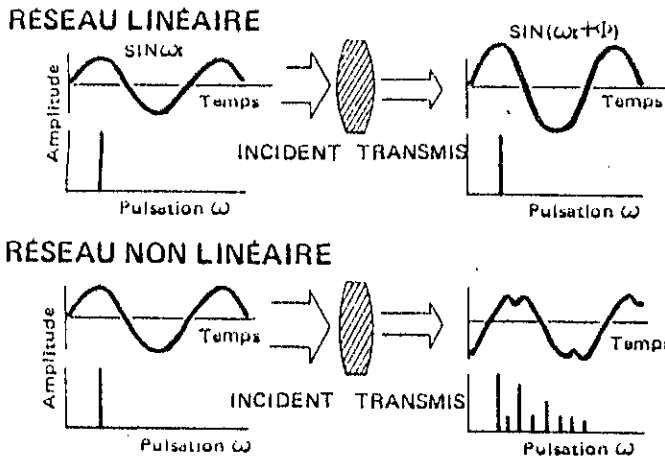
L'énergie haute fréquence ou hyperfréquence peut être comparée à une onde lumineuse. L'énergie fournie est soit réfléchi, soit transmise par le dispositif de contrôle (comme une lentille). Par la simple mesure du rapport des amplitudes et des différences de phase entre le signal incident et les deux nouveaux signaux, il est possible de déterminer les caractéristiques en réflexion (impédance) et en transmission du système. Ces mesures peuvent porter différents noms mais toutes peuvent être classées en deux chapitres principaux qui sont les mesures de transmission et de réflexion.



Pourquoi est-il nécessaire de mesurer à la fois l'amplitude et la phase? Pour cela plusieurs raisons importantes seront étudiées au cours de ce séminaire. Les informations en amplitude et en phase sont nécessaires pour déterminer une impédance complexe (les deux composantes résistive et réactive). L'étude assistée, par calculateur, nécessite la connaissance des paramètres S en HF et hyperfréquence, mesure vectorielle donc d'amplitude et de phase. Une attention particulière doit être apportée à la réponse en amplitude et en phase d'un réseau de manière à obtenir une transmission exempte de distorsion. Une fois que l'amplitude, la phase des termes d'erreurs, telle la directivité, sont définies, il est possible d'améliorer considérablement la précision.



QU'EST-CE QU'UN RÉSEAU LINÉAIRE ?



Techniquement le comportement d'un réseau est linéaire lorsque :

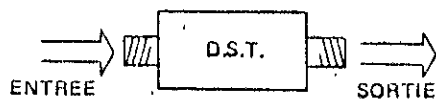
- 1) d'une variation linéaire à l'entrée découle une variation linéaire en sortie,
- 2) la sortie correspondant à des signaux d'entrée multiples est la même que la somme des signaux de sortie résultant de signaux d'entrée individuels.

En simplifiant, on peut dire qu'à un signal sinusoïdal d'entrée correspond, en sortie, un signal sinusoïdal de même fréquence dont seules l'amplitude et la phase peuvent être différentes. Les filtres, les amplificateurs, les isolateurs, etc. sont des exemples de réseaux linéaires.

Les signaux de sortie des réseaux non linéaires dépendent aussi bien du niveau du signal d'entrée que de la fréquence et sont composés de multiples fréquences. Les mélangeurs, les diodes, les amplificateurs compresseurs, etc. sont des exemples de réseaux dépendants du niveau. Il faut toutefois noter qu'un même réseau, tel que l'amplificateur, peut avoir un comportement linéaire et non linéaire.

Les analyseurs de réseaux sont en tout premier lieu concernés par la mesure des réseaux linéaires; cependant les techniques de mesure des réseaux non linéaires feront l'objet d'une discussion lorsqu'elles seront applicables.

QUE FAIT UN ANALYSEUR DE RÉSEAU ?



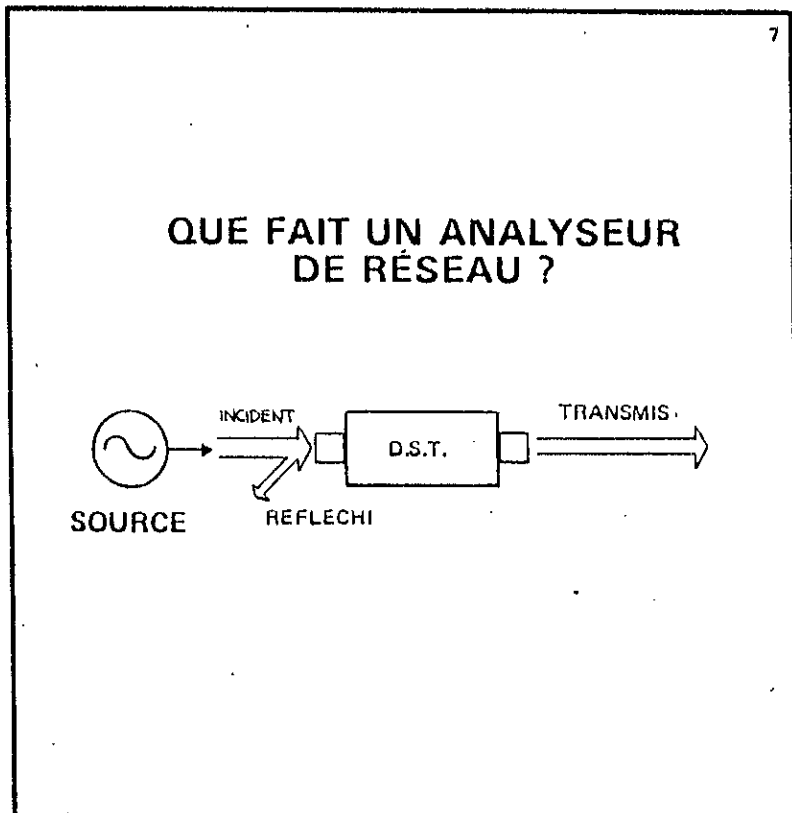
QU'EST-IL NECESSAIRE DE SAVOIR ?

REFLEXION
 ROS A L'ENTREE
 PERTE PAR REFLEXION
 ENTREE/SORTIE
 IMPEDANCE
 COEFFICIENT DE REFLEXION
 PARAMETRES S
 S_{11}, S_{22}

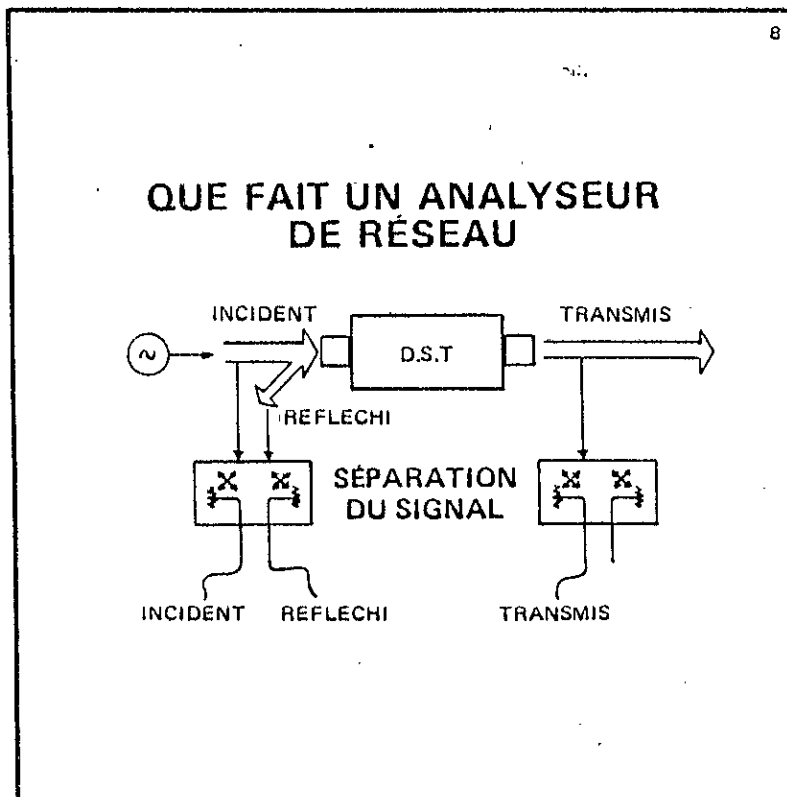
TRANSMISSION
 GAIN/PERTE . ATTENUATION
 ISOLATION
 PHASE
 ECART PAR RAPPORT A LA
 VARIATION LINEAIRE DE
 PHASE
 TEMPS DE GROUPE
 LONGUEUR ELECTRIQUE
 PARAMETRES S . S_{21}, S_{12}

Pour un dispositif de test donné que devons-nous savoir ? Quel équipement de test et quelle configuration sont nécessaires pour permettre la mesure des paramètres de transmission et de réflexion, comme indiqué sur la diapositive ? D'une façon générale considérons un système de test à deux portes, c'est-à-dire qui possède une entrée et une sortie (deux connecteurs) et construisons un système de mesure autour.

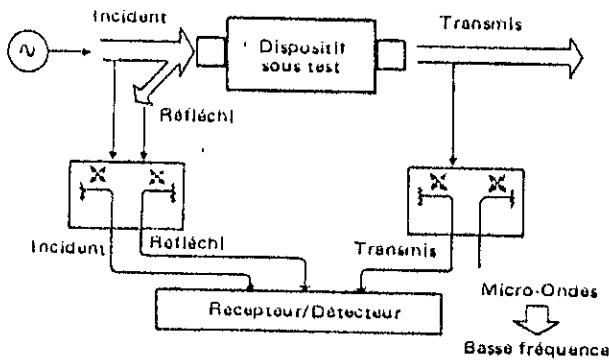
En premier lieu une source HF ou micro-ondes est nécessaire pour produire le signal incident. Soumis à ce signal, le système sous test le divise en onde transmise et réfléchi. De plus, si la source est wobulée en fréquence, la réponse en fréquence du système contrôlé peut être déterminée.



L'étape suivante consiste à séparer les signaux incidents, transmis et réfléchis de telle sorte que leurs amplitudes respectives et leurs différences de phase puissent être mesurées. Ceci peut être réalisé à l'aide de ponts ou coupleurs directifs ou même de sondes haute impédance.

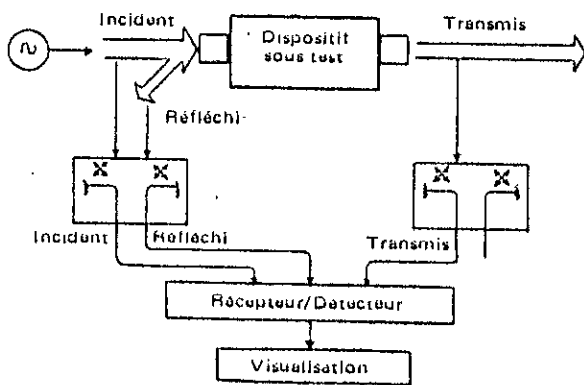


QUE FAIT UN ANALYSEUR DE RÉSEAU



Une fois les signaux appropriés séparés, il faut les mesurer. Ceci est réalisé grâce à un détecteur ou à un récepteur qui convertit l'énergie HF ou micro-ondes en basse fréquence (≤ 1 MHz) pour laquelle une mesure directe de l'amplitude et de la différence de phase peut être effectuée.

QUE FAIT UN ANALYSEUR DE RÉSEAU



Finalement les données obtenues doivent être visualisées dans un format approprié à l'information demandée. La visualisation peut s'effectuer sur un tube cathodique, un afficheur numérique à haute résolution, un traceur ou une imprimante pour en nommer quelques-uns.

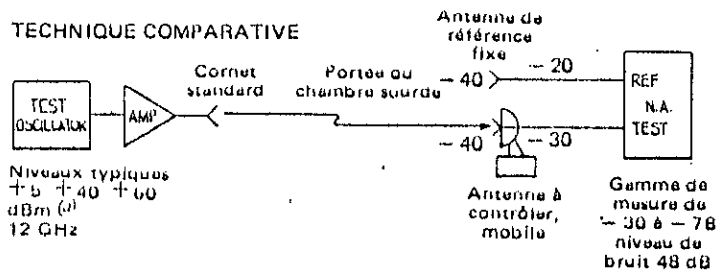
Il est maintenant important de noter qu'un analyseur de réseau se décompose, en réalité, en quatre parties :

- 1) La source,
- 2) un dispositif de séparation des signaux,
- 3) un récepteur,
- 4) un ensemble de visualisation.

La manière dont sont configurées ces parties dépend du système de test et de l'information requise. Revoyons brièvement quelques-unes des considérations nécessaires au choix d'un analyseur de réseau.

MESURE DES ANTENNES

TECHNIQUE COMPARATIVE



AVANTAGES :

LE RECEPTEUR EST ISOLE DE LA SOURCE

LA STABILITE EN FREQUENCE N'EST PAS PRIMORDIALE

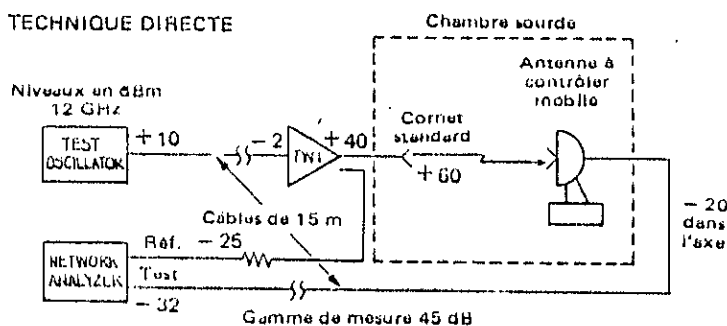
DESAVANTAGES :

L'ANTENNE DE REFERENCE PEUT DEFORMER LE DIAGRAMME DE L'ANTENNE CONTROLEE

Voici un exemple de mesure d'antenne qui utilise la méthode comparative. Pour contrôler une antenne à large ouverture il faut souvent employer une antenne extérieure. De plus, l'emploi d'amplificateurs est nécessaire pour compenser les pertes dans les câbles. Une antenne séparée sert à établir la référence de notre analyseur de réseaux. En dépit des grandes distances impliquées, les longueurs des voies référence et test sont comparables ce qui minimise la stabilité exigée pour la source. L'utilisation d'une antenne séparée convient pour les mesures d'antennes à grand gain, mais peut affecter les mesures dans le cas d'antennes à faible gain.

MESURE DES ANTENNES

TECHNIQUE DIRECTE



AVANTAGE :

AUCUNE ANTENNE DANS LE CHAMP PROCHE DE L'ANTENNE CONTROLEE

INCONVENIENTS :

NECESSITE L'EMPLOI D'UN SYNTHETISEUR ET D'UNE SOURCE STABILISEE

Par chance, pour le contrôle des antennes à faible gain, de longues distances ne sont pas nécessaires et il est possible d'utiliser une chambre sourde et prélever, à l'aide d'un coupleur, notre signal de référence. Cependant, du fait que la voie de test est plus longue que la voie référence, la phase varie rapidement en fonction de la fréquence et par conséquent une source à haute stabilité est nécessaire. Souvent, l'élément contrôlé n'est pas une simple antenne mais un réseau d'antennes monté avec ou sans radôme. Les données devant souvent être fournies en fonction de l'azimut, de la hauteur, de la polarisation..., un système automatique est souvent nécessaire pour effectuer les mesures et les transcrire (bande magnétique ou disque) sous une forme utilisable par un ordinateur pour une analyse ultérieure.

- [1] JAMES AND Hill "Handbook of microstrip antenna.chap 16"
Special measurement techniques for printed antennas
- [2] Tatsuo Itoh."A new method for measuring properties of dielectric materials using a microstrip cavity."
IEEE. Trans. microwave theory and tech. May 1974.
- [3] E.Yamashita and R.Mitta "Variational method for the analysis of microstrip lines "IEEE Trans.microwave theory.,vol.MTT-16, pp.251-256, Apr 1968.
- [4] E.Yamashita "Variation methode for the analysis of microstrip like transmission lines ,"IEEE Trans.microwave theory , vol.MTT-16, pp529-539,aug 1968.
- [5] Cours de μ -ondes 4^{eme} année,Electronique,E.N.P
- [6] A. Zerguerras "Contribution à l'étude d'antennes plaques de forme quelconque multicouches à large bande.Application à l'antenne plaque circulaire avec directeur " Thèse de doctorat Es sciences E.N.P .20 mai 1990 .
- [7] A.Zerguerras and R.Aksas "Modelisation d'antennes imprimées multicouches de forme quelconque en Mode quasi-T.E.M " Journal of technology N=8 . E.N.P 1991.
- [8] G.H.Bryant." Principles of microwave measurements " vol 5 page 264-344 ,1988

- [9] D.M.Posar and B.Kaufman "Comparaison of three methods for the Measurement of printed antenna efficiency " IEEE AP,VOL:36,N=1, pp 136-139,JAN 1988
- [10] J.R.Mosig ,R.C.Hall et F.E.Gardiol "Numerical analysis of microstrip antennas " Chap-8,pp. 393-453.
- [11] I. J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antenna. Dedham, MA: Artech House, 1980.
- [12] K.R.Carver et J.W.Mink "Microstrip antenna technology" IEEE AP-29, N=1, PP 2-24,Jan 1981
- [13] M.C.Bailey et M.D.Deshpande:"Input impedance of microstrip antennas" IEEE AP-30, pp 740-747, 1982
- [14] A.K.Ehattacharyya and L.Shafai "A wider band microstrip antenne for circular polarization" IEEE Trans .Antenne Propagat., Vol. 36,NO. 2, pp 157-163, FEBRUARY 1988
- [15] A.K.Ehattacharyya and R. Garg "Input impedance of annular ring microstrip antenna using circuit theory approach" IEEE Trans vol AP-33, NO. 4, pp 369-374, APRIL 1985