

UNIVERSITÉ DE LILLE

FACULTÉ DES SCIENCES

CENTRE DE 3^e CYCLE D'ÉLECTRONIQUE

THÈSE DE 3^e CYCLE

Étude et Réalisation pratique
d'une nouvelle méthode
permettant la mesure à large bande de fréquences
de la permittivité complexe en ondes décimétriques



Membres du Jury : M. GABILLARD, Président
M. LEBRUN, Examineur
M. LIEBAERT, Examineur
M. CONSTANT, Examineur

Présenté à Lille, le Mai 1966

par

MARC LEFEBVRE

FACULTE DES SCIENCES DE LILLE

Doyens Honoraires : MM. LEFEBVRE, PRUVOST, PARREAU

Professeurs honoraires : MM. ARNOULT, BEGHIN, BROCHARD, CAU, CHAPELLOU,
CHAUDRON, CORDONNIER, DEHEUVELS, DEHORNE, DOLLE
FLEURY, P.GERMAIN, KAMPE DE FERRET, KOURGANOFF,
LAMOTTE, LELONG, Mme LELONG, MM. MAZET, A.MICHEL
NORMANT, PARISELLE, PASCAL, PAUTHENIER, ROIG,
ROSEAU, ROUBINE, WIEMANN, ZAMANSKY

Doyen : TILLIEU, Professeur de Physique

Assesseurs : M. DURCHON, Professeur de Zoologie
M. HEUBEL, Professeur de Chimie Minérale

Professeurs : MM. BACCHUS, Astronomie Calcul numérique
BECART, Physique
BERKER, Mécanique des Fluides
BLOCH, Psychophysiologie
BONNEMAN-BEMIA, Chimie et Physico-Chimie Industrielles
BONTE, Géologie Appliquée
BOUISSET, Physiologie animale
BOURIQUET, Botanique
CELET, Géologie
CORSIN, Paléobotanique
DECUYPER, Mathématiques
DEDECKER, Mathématiques
DEFRETIN, Biologie marine
DEHORS, Physique Industrielle
DELATTRE, Géologie
DELLEAU, Géologie
DELHAYE, Chimie minérale
DESCOMBES, Calcul différentiel et intégral
GABILLIARD, Radioélectricité
GERMAIN, Chimie Générale, et Chimie Organique
GLACET, Chimie
GONTIER, Mécanique des Fluides
HEIM de BALSAC, Zoologie
HOCQUETTE, Botanique Générale et Appliquée
LEBEGUE, Botanique
Mme LEBEGUE, Physique
MM. LEBRUN, Radioélectricité
Mlle LENOBLE, Physique
MM LIEBAERT, Radioélectricité
LINDER, Botanique
LUCQUIN, Chimie
MARION, Chimie
Mlle MARQUET, Mathématiques

MM MARTINOT LAGARDE, Mécanique des Fluides
MAUREL, Chimie
MENNESSIER, Géologie
MONTREUIL, Chimie Biologie
PEREZ, Physique
PHAM MAU QUAN, Mécanique Générale
POITOU, Algèbre Supérieure
POUZET, Mathématiques
FROUVOST, Géologie
ROUELLE, Physique et Electricité Industrielles
SAVARD, Chimie Générale
SCHALLER, Zoologie
SCHILTZ, Physique
Mme SCHWARTZ, Mathématiques
MM TRIDOT, Chimie minérale appliquée
VIVIER, Zoologie
WATERLOT, Géologie et Minéralogie
WERTHEIMER, Physique

Maitres de Conférences :

MM ANDRE, Zoologie
BEAUFILS, Chimie générale et organique
BLANCHARD, Chimie de la Houille
BOILLET, Physique générale
BOUGHON, Mathématiques
BUI TRONG LIEU, Mathématiques
CHASTRETTE, Chimie Générale
COMBET, Mathématiques
CONSTANT, Physique
DANZE, Géologie
DEVRAINNE, Chimie Minérale
Mme DRAN, Chimie de la Houille
MM FOURET, Physique
GAVORET, Physique Théorique
HERZ, Mathématiques
HUARD DE LA MARRE, Calcul Numérique
LACOMBE, Mathématiques
MAES, Physique
MONTARIOL, Chimie
MORIAMEZ, Physique
MOUVIER, Chimie
NGUYEN PHONG CHAU, Physique
PANET, Physique et Electricité Industrielles
POUZET, Mathématiques
RAUZY, Mathématiques
SAASA, Physique
SEGARD, Chimie Biologique
TUDO, Chimie Minérale
VAILLANT, Calcul des Probabilités
VAZART, Botanique
VIDAL, Physique Industrielle

Conseiller d'Administration Universitaire : M. LEGROS

Attaché Principal : M. FACON

Attachés d'Administration : MM. COLLIGNON, JANS, LEROY

A MES PARENTS

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Radioélectricité et Electronique de la Faculté des Sciences de Lille.

Nous tenons à remercier vivement Monsieur le Professeur GABILLARD de nous avoir accueilli dans son Laboratoire et confié ce travail.

Nous remercions également Monsieur CONSTANT, Maître de conférences qui nous a conseillé et dirigé dans la réalisation de notre travail.

Nous exprimons nos remerciements à Monsieur le Professeur LEBRUN qui s'est intéressé à notre travail et nous a aidé par ses conseils.

Monsieur le Professeur LIEBAERT nous a fait l'honneur de faire partie de notre jury, nous lui en sommes reconnaissants.

Nous devons beaucoup à Monsieur SALMER pour l'aide qu'il nous a constamment apporté au cours de ce travail. Qu'il nous permette de lui exprimer toute notre gratitude.

Que tous nos camarades de laboratoire veuillent bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour la sympathie qu'ils nous ont témoignée et l'aide qu'ils nous ont apportée.

I N T R O D U C T I O N

Les méthodes de mesure de la permittivité complexe d'un corps solide ou liquide en hyperfréquences sont en général basées sur l'étude des variations de l'impédance d'entrée, présentée par un tronçon de ligne de transmission rempli du corps à étudier. Des calculs relativement longs sont alors nécessaires pour déduire des mesures les deux composantes de la permittivité complexe à toutes les fréquences d'une gamme considérée. La précision est souvent faible quand la longueur du tronçon n'est pas favorable ; (ce qui est souvent le cas lorsqu'on opère à large bande de fréquences). L'effet de réflexions parasites et la mauvaise définition du dioptré air diélectrique sont des causes d'erreurs importantes surtout quand on mesure des corps hétérogènes à permittivité diélectrique ϵ' élevée.

Ces considérations nous ont incité à mettre au point une nouvelle méthode de mesure de la permittivité complexe. Cette méthode dont le principe est très simple est basée sur la détermination directe dans le milieu diélectrique des deux composantes de la constante de propagation de l'onde électromagnétique.

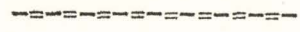
Dans un premier chapitre, nous exposons le principe de la mesure et les conditions qu'il faut réunir pour l'appliquer. Nous évaluons ensuite les erreurs qui peuvent se produire si ces conditions ne sont pas entièrement réalisées.

La mise au point et l'étude des différents éléments de l'appareillage font l'objet du deuxième chapitre.

Le troisième chapitre porte sur la détermination du spectre hertzien de quelques substances liquides et solides. Ceci nous permet de contrôler la précision de l'appareillage et de donner un exemple d'application.

Le dernier chapitre traite de l'automatisation de l'appareillage pour le tracé de la courbe d'absorption d'une substance diélectrique.

C H A P I T R E I



PRINCIPE PROPOSE POUR LA MESURE DE LA PERMITTIVITE COMPLEXE

I - INTRODUCTION

L'objet de notre travail est la réalisation d'un appareillage permettant l'étude de façon continue des variations de la permittivité complexe de corps solides ou liquides dans de larges bandes de fréquences.

Pour réaliser cet appareil, il nous a paru nécessaire de mettre au point une nouvelle méthode de mesure. En effet les procédés habituels ne semblent pas convenir ici pour différentes raisons que nous allons tout d'abord exposer.

Suivant le principe utilisé, nous pouvons classer les méthodes de mesure de la permittivité complexe en deux catégories :

- a) Les premières sont basées sur l'étude et la mesure au sein de la substance des modifications subies par l'onde électromagnétique qui se propage à l'intérieur du milieu diélectrique. Le principe est très simple mais l'application est difficile car elle se heurte à de grandes difficultés technologiques. Aussi ce principe n'a été que très rarement utilisé jusqu'ici.
- b) Les secondes sont basées sur la mesure du coefficient de réflexion présenté par un tronçon de ligne de transmission de hauteur constante ou variable rempli du corps à étudier [1]. Le tronçon se termine par un court-circuit ou un circuit ouvert, et il peut être suffisamment long pour que l'onde qui s'y propage soit complètement atténuée et que sa hauteur soit considérée comme infinie.

C'est dans cette catégorie que l'on peut classer la plupart des méthodes de mesure mises au point jusqu'ici. Ces méthodes se révèlent précises surtout quand on travaille avec des tronçons de hauteur variable à fréquence fixe et sur des liquides présentant des pertes faibles ou moyennes.

Si l'on veut par contre étudier des solides, il n'est plus possible de faire varier la hauteur de l'échantillon étudié. [‡] On ne se trouve donc pas toujours dans des conditions de mesure favorables.

Dans tous les cas, lorsqu'on utilise une méthode de type b, la grandeur mesurée dépend des propriétés de la "face d'entrée" de la ligne de transmission remplie de diélectrique. Or la surface de séparation constituant cette face d'entrée n'est pas toujours bien définie (présence de mica détachée, inhomogénéité des échantillons solides, influence de l'état de surface) et ce fait peut se traduire par des erreurs importantes dans la mesure du coefficient de réflexion du tronçon de ligne (ou cellule) rempli du diélectrique à mesurer.

A cette erreur, il faut ajouter les inévitables réflexions parasites des différentes transitions reliant la cellule à l'appareil de mesure.

Ces considérations nous ont conduit à adopter une méthode différente de mesure reposant sur le principe développé en a et à déterminer directement la permittivité complexe au sein de la substance. Nous allons maintenant exposer cette méthode ainsi que les conditions qu'il faut remplir pour que son application soit possible .

II - PRINCIPE DE LA METHODE DE MESURE

1) Propagation d'une onde T.E.M. dans un milieu diélectrique

Le principe de mesure que nous allons décrire est basé sur la détermination de la constante de propagation de l'onde électromagnétique dans un milieu diélectrique. Cette constante est reliée à la permittivité complexe $\epsilon^{\#}$ et à l'indice de réfraction $n^{\#}$ du milieu.

=====
[‡] On peut toujours par une variation convenable de la fréquence se placer dans des conditions favorables. Mais ce procédé ne permet la mesure que de façon discontinue alors que la méthode que nous développons ici permet la mesure de façon continue.

L'intégration des équations de Maxwell permet de calculer le champ électromagnétique en un point d'une ligne de transmission situé à la distance z du générateur (fig. 1) 2

$$E(z) = A e^{-\gamma z} + B e^{\gamma z} \quad (1)$$

Ce champ dépend de la constante de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$

avec α constante d'atténuation
et β constante de phase

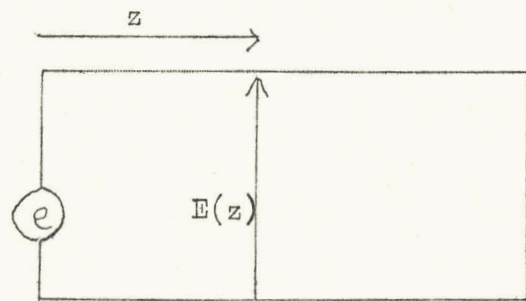


Fig. 1

Dans le vide, la constante de propagation est purement imaginaire et s'écrit :

$$\gamma = j\beta = j \frac{2\pi}{\lambda} = j\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$$

ou λ est la longueur d'onde, ϵ_0 et μ_0 la permittivité et la perméabilité dans le vide .

Dans un milieu diélectrique, la constante de propagation γ' dépend de la permittivité complexe par la relation :

$$\gamma' = \alpha' + j\beta' = j\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{\epsilon^*} = j\beta \sqrt{\epsilon^*}$$

$$\text{ou } \frac{\gamma'}{j\beta} = \frac{\alpha' + j\beta'}{j\beta} = \sqrt{\epsilon^*} = \sqrt{\epsilon' - j\epsilon''} = n - jk \quad (2)$$

avec n indice de réfraction
et k indice d'extinction

De ces relations, nous déduisons :

$$\varepsilon' = n^2 - k^2 \quad (3)$$

$$\varepsilon'' = 2nk \quad (4)$$

Ces formules nous donnent la relation existant entre la permittivité complexe d'un milieu diélectrique et son indice de réfraction complexe. Cet indice est directement relié à la constante de propagation γ' .

A partir de la mesure de γ' , on peut donc déduire $\varepsilon^{\#}$ (relations (2), (3) et (4)). Le problème revient alors à déterminer au sein de la substance, la constante de propagation.

2) Principe de la mesure de la constante de propagation. [3]

L'équation (1) déduite des équations de Maxwell nous montre que le champ électromagnétique à l'intérieur d'une ligne de transmission est fonction du milieu étudié par l'intermédiaire de la constante de propagation γ' . Dans le cas général, la relation entre le champ électromagnétique existant en un point de la ligne et la constante de propagation n'est pas simple car il faut tenir compte de la présence d'une onde réfléchie dans le milieu. Pour obtenir une forme simple de l'équation (1) il faut que l'amplitude de l'onde réfléchie soit nulle, c'est-à-dire que le coefficient B soit égal à zéro.

Nous avons alors :

$$E(z) = A e^{-(\alpha' + j\beta')z}$$

et dans ce cas particulier la mesure du champ électromagnétique permet d'obtenir facilement les constantes α' et β' du milieu étudié. La connaissance du coefficient A permettrait de déterminer α' et β' à partir d'une seule mesure de $E(z)$ en un point quelconque de la ligne. En réalité, il faut mesurer $E(z)$ en deux points a et b distants de d (fig. 2) et pour cela, on peut par exemple prélever en ces deux points un signal lié au champ électromagnétique. (voir fig. 2 page suivante)

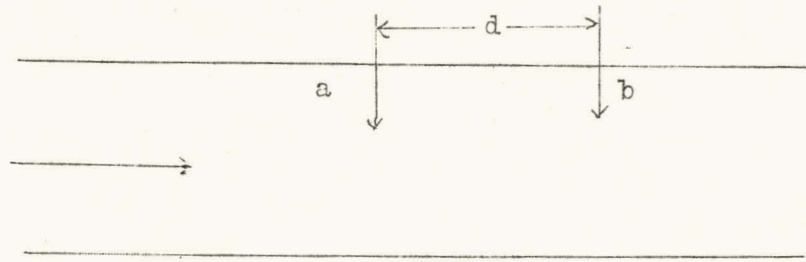


FIG. 2

Si S_a et S_b sont les deux signaux prélevés, nous avons :

$$S_a = k_a E(z) = K_a e^{-(\alpha' + j\beta')z}$$

$$S_b = k_b E(z + d) = K_b e^{-(\alpha' + j\beta')(z + d)}$$

La relation entre S_a et S_b ne sera simple que pour $K_a = K_b$ c'est-à-dire pour les signaux S_a et S_b rigoureusement proportionnels au champ électromagnétique existant en a et b.

Nous pouvons alors écrire :

$$S_b = S_a e^{-(\alpha' + j\beta')d}$$

Nous obtenons la constante d'atténuation α' en mesurant le rapport des modules S_a et S_b

$$C = \frac{S_a}{S_b} = e^{\alpha'd} \quad (5)$$

tandis que la constante de phase β' s'obtient en mesurant le déphasage ϕ entre S_a et S_b :

$$\phi = \beta' d \quad (6)$$

La méthode que nous utilisons pour la mesure de la constante de propagation ne sera exposée qu'au troisième chapitre après l'étude et la réalisation des conditions nécessaires à l'application du principe. La mesure de C et ϕ nous permet de déterminer α' et β' et, à partir des relations (2) (3) et (4), la permittivité complexe.

Cependant les relations (5) et (6) donnant α' et β' ne sont parfaitement exactes que si l'onde se propageant dans le milieu est progressive ($B = 0$) et si les deux signaux prélevés sont rigoureusement proportionnels au champ électromagnétique existant aux points a et b ($K_a = K_b$).

Dans le cas contraire, nous obtiendrons une erreur plus ou moins grande sur la mesure de α' et β' , erreur que nous allons maintenant étudier.

III - INFLUENCE DE LA REFLEXION DE L'ONDE ELECTROMAGNETIQUE ET DE LA DISSYMETRIE DES SIGNAUX SUR LA PRECISION

Il n'est pas toujours possible d'obtenir une onde parfaitement progressive et de prélever des signaux rigoureusement proportionnels au champ électromagnétique. Il en résultera une erreur sur la mesure de la permittivité complexe qui est liée au principe même de la méthode. Cette erreur ne pourra être limitée que par une construction soignée de l'appareillage.

Avant d'aborder la description de l'appareil réalisé, il nous semble intéressant d'évaluer successivement les erreurs maximum dues à la réflexion de l'onde incidente sur l'extrémité de la ligne de transmission et à la dissymétrie des signaux recueillis.

1) L'onde n'est pas parfaitement progressive

Soit $R e^{j\phi}$ le coefficient de réflexion de l'obstacle placé dans le plan c situé à la distance l du point b (fig. 3 page suivante).

En supposant les deux capteurs de signaux identiques, le signal prélevé au point a est d'après la relation (1) :

$$S'_a = S_o \left[1 + R_o e^{j\varphi} e^{-2\gamma'(1+d)} \right]$$

$$S'_a = S_o \left[1 + R_o e^{-2\alpha'(1+d)} e^{-j\{2\beta'(1+d) - \varphi\}} \right]$$

De même au point b situé à la distance d du point a, nous avons :

$$S'_b = S_o e^{-\gamma'd} \left[1 + R_o e^{-2\alpha' l} e^{-j(2\beta' l - \varphi)} \right]$$

Ces deux relations vont nous permettre de calculer l'erreur provenant de la réflexion de l'onde incidente sur un obstacle.

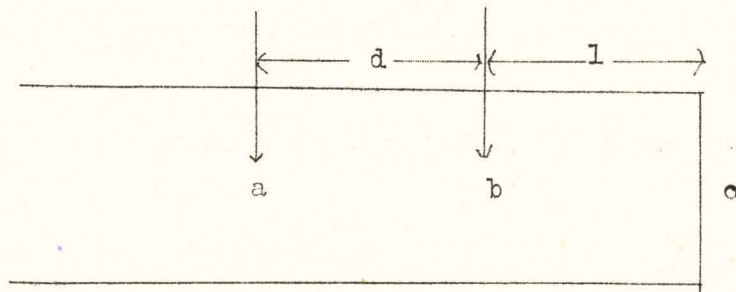


Fig. 3

a) Calcul de l'erreur sur ϵ'

L'erreur maximum ϕ'_a sur la phase de S'_a se produit quand l'onde incidente et l'onde réfléchie sont en quadrature (fig. 4). on a alors :

$$2\beta'(1+d) - \varphi = \frac{\pi}{2}$$

et l'erreur est égale à :

$$\phi'_a \approx R_o e^{-2\alpha'(1+d)}$$

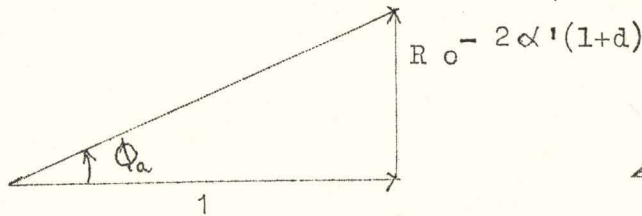


Fig. 4

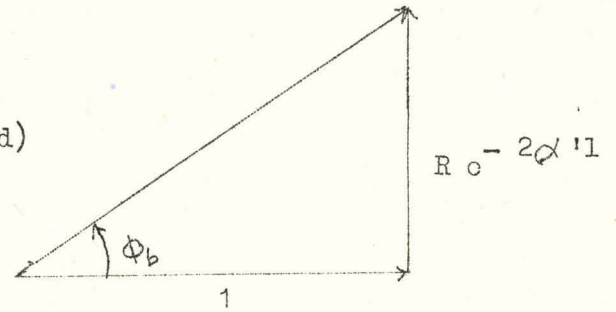


Fig. 5

De même l'erreur maximum ϕ_b sur la phase de S'_b est égale à (fig. 5)

$$\phi_b \approx R e^{-2\alpha' l}$$

Dans le cas le plus défavorable, l'erreur totale sur la phase est donc :

$$\Delta\phi = \phi_a + \phi_b = R e^{-2\alpha' l} (1 + e^{-2\alpha' d})$$

D'après les relations (2), (3) et (6) on a :

$$\frac{\Delta\varepsilon'}{\varepsilon'} \approx \frac{2\Delta\beta'}{\beta'} \text{ or } \frac{\Delta\beta'}{\beta'} = \frac{\Delta\phi}{\phi}$$

L'erreur sur ε' s'écrit donc :

$$\frac{\Delta\varepsilon'}{\varepsilon'} = \frac{\lambda'}{\pi d} R e^{-2\alpha' l} (1 + e^{-2\alpha' d}) \quad (7)$$

La relation (7) nous montre que l'erreur maximum sur ε' est une fonction de la longueur d'onde λ' dans le milieu étudié, de la constante d'atténuation de ce milieu, du module du coefficient de réflexion et des distances "d" et "l" .

La courbe 1 représente la variation de l'erreur sur ϵ' en fonction de la longueur d'onde pour deux valeurs du coefficient de réflexion et différentes valeurs de l'atténuation. Nous voyons que l'erreur maximum sur ϵ' est toujours inférieure à 10% pour des coefficients de réflexion inférieurs ou égaux à 0,05 et des constantes d'atténuation supérieures ou égales à 1 Neper/m .

b) Calcul de l'erreur sur ϵ''

Le module de S'_a sera maximum quand l'onde incidente et l'onde réfléchie seront en phase (fig. 6)

Nous avons alors :

$$2 \rho'(1+d) - \zeta = 0 \quad \xrightarrow{\quad 1 \quad} \quad R_0 e^{-2\alpha' l(1+d)}$$

qui donne :

$$S'_a = S_0 \left[1 + R_0 e^{-2\alpha' l(1+d)} \right] \quad \xrightarrow{\quad 1 \quad} \quad R_0 e^{-2\alpha' l}$$

et :

$$S'_b = S_0 e^{-\alpha' d} \left[1 + R_0 e^{-2\alpha' l} \right]$$

Fig. 6

De ces deux relations, nous déduisons successivement l'erreur relative sur S_a :

$$\frac{\Delta S_a}{S_a} = \frac{S'_a - S_a}{S_a} = R_0 e^{-2\alpha' l(1+d)}$$

et sur S_b :

$$\frac{\Delta S_b}{S_b} = R_0 e^{-2\alpha' l}$$

$$\frac{\Delta \epsilon'}{\epsilon'}$$

courbe 1

R=0,02

R=0,05

$\alpha = 1$ Néper/m

10 %

1 %

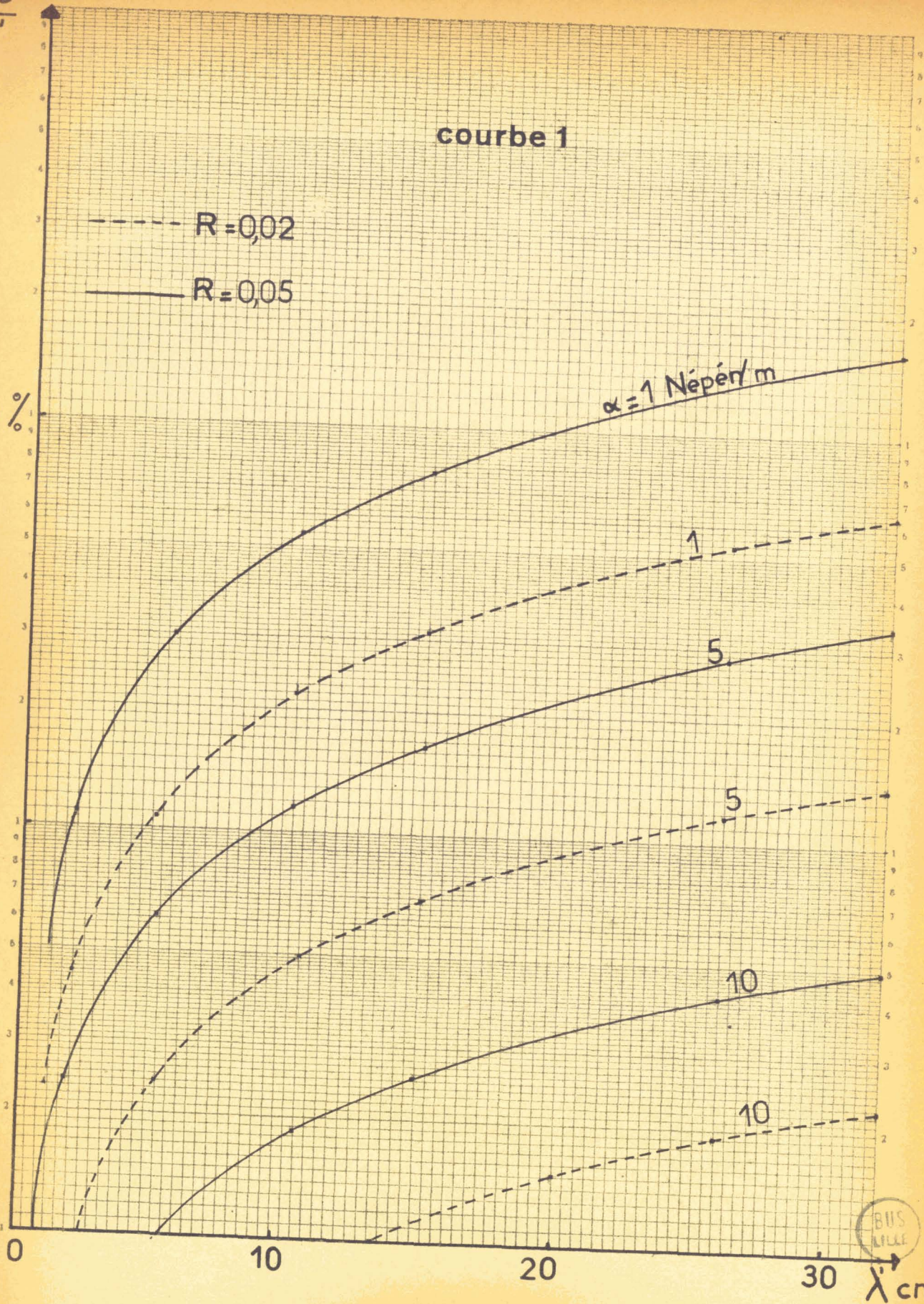
0

10

20

30

λ cm



D'après la formule (5) l'erreur absolue sur α' est :

$$\Delta \alpha' = \frac{1}{d} \left[\frac{\Delta S_A}{S_A} + \frac{\Delta S_B}{S_B} \right]$$

ou
$$\Delta \alpha' = \frac{1}{d} R e^{-2 \alpha' l} (1 + e^{-2 \alpha' d})$$

Nous en déduisons l'erreur relative :

$$\frac{\Delta \alpha'}{\alpha'} = \frac{1}{\alpha' d} R e^{-2 \alpha' l} (1 + e^{-2 \alpha' d}) \quad (8)$$

Nous remarquons que $\Delta \alpha' = \Delta \beta'$ et que β' est supérieur à α' . L'erreur relative sur α' sera donc plus grande que celle sur β' .

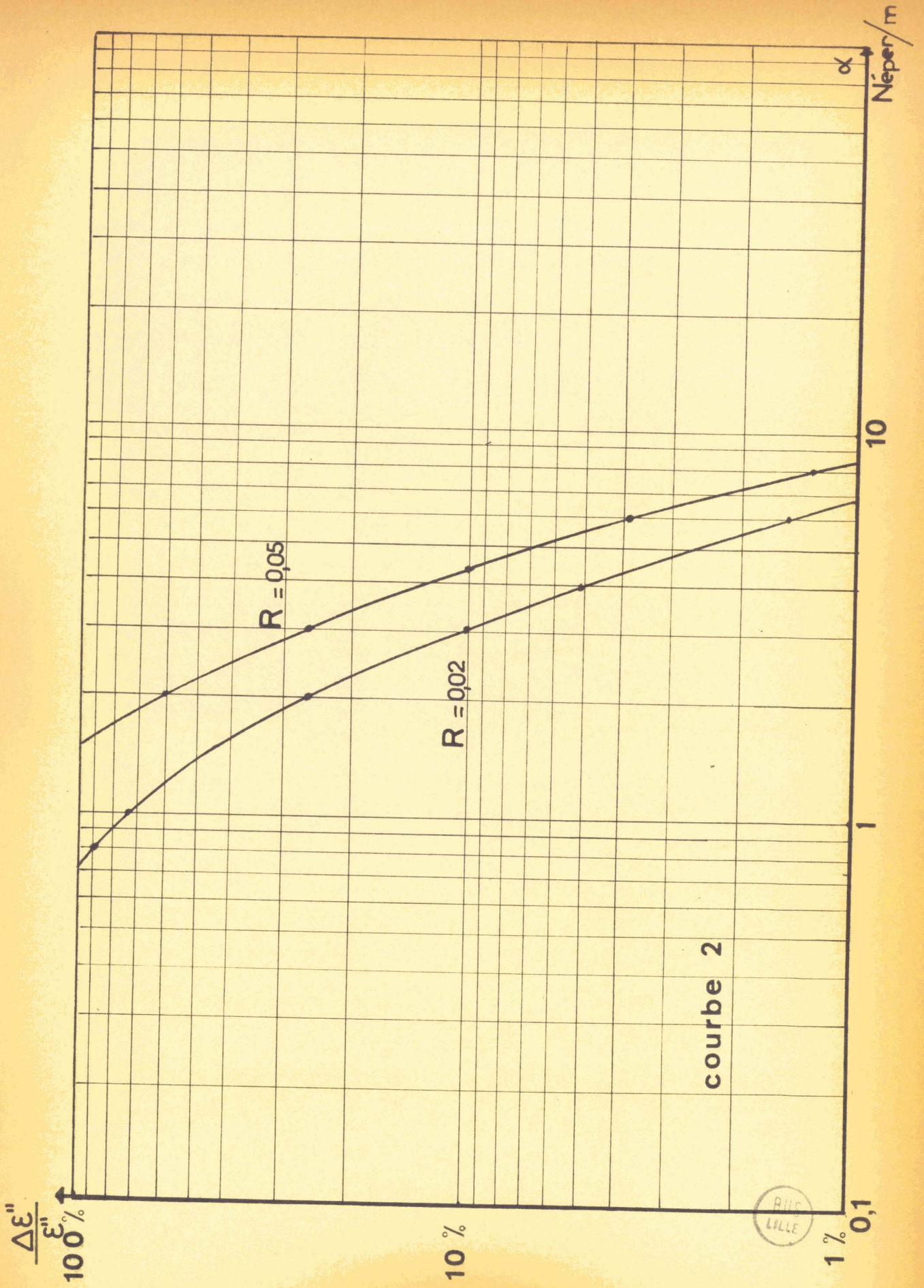
L'erreur sur ε'' est :

$$\frac{\Delta \varepsilon''}{\varepsilon''} = \frac{\Delta \alpha'}{\alpha'} + \frac{\Delta \beta'}{\beta'} \neq \frac{\Delta \alpha'}{\alpha'}$$

La courbe 2 donne $\frac{\Delta \varepsilon''}{\varepsilon''}$ en fonction de l'atténuation pour $R = 0,05$ et $R = 0,02$. Nous voyons que l'erreur est importante pour les faibles valeurs de l'atténuation et qu'elle diminue rapidement quand l'atténuation augmente. De plus cette erreur est indépendante de la fréquence.

2) Les signaux a et b ne sont pas rigoureusement proportionnels au champ électromagnétique

La dissymétrie des signaux prélevés en a et b peut être attribuée à une différence des coefficients de couplage entre les deux capteurs et la ligne de transmission.



BNC
LILLE

Si nous appelons $K_a = k_a e^{j\psi_a}$ et $K_b = k_a k_b e^{j(\psi_a + \Delta\psi)}$ les coefficients de couplage, les tensions prélevées en a et b sont :

$$S'_a = K_a S_o = S'_o$$

$$S'_b = K_b S_o e^{-\alpha'd_o - j\beta'd} = S'_o k_b e^{-\alpha'd_o - j(\beta'd + \Delta\psi)}$$

A partir de ces deux relations, nous pouvons calculer l'erreur sur ε' et ε'' due à la dissymétrie des signaux.

a) Calcul de l'erreur sur ε'

Le déphasage entre les deux points a et b est :

$$\phi' = \beta'd - \Delta\psi$$

L'erreur sur la phase est donc :

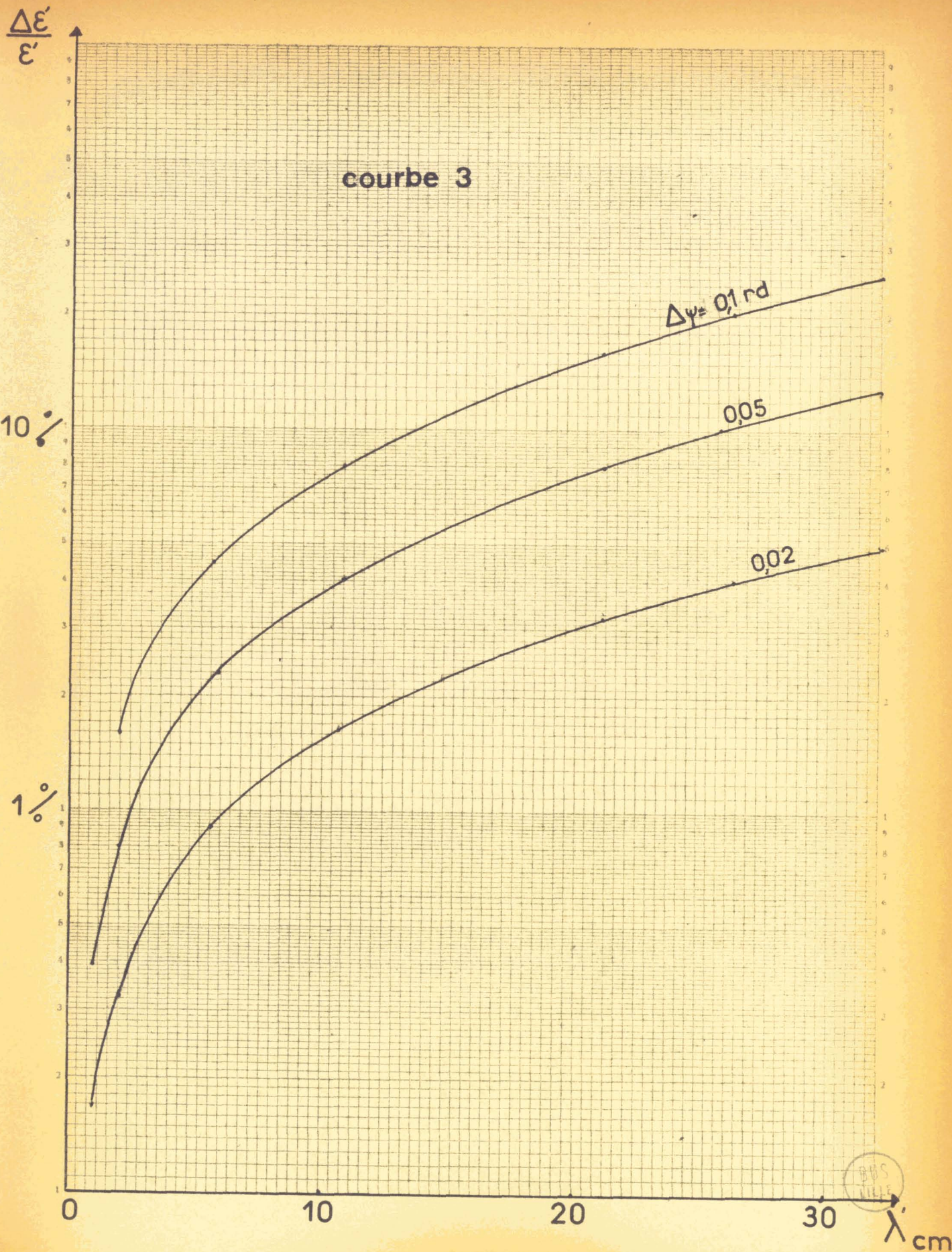
$$\Delta\phi = \Delta\psi$$

et l'erreur relative sur ε' :

$$\frac{\Delta\varepsilon'}{\varepsilon'} = \frac{\lambda'}{\pi d} \Delta\psi \quad (9)$$

La relation (9) montre que l'erreur sur ε' est fonction de la longueur d'onde dans le milieu étudié et du déphasage existant entre les deux capteurs de signaux.

Nous avons représenté sur la courbe 3 l'erreur relative $\frac{\Delta\varepsilon'}{\varepsilon'}$ en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de $\Delta\psi$. Nous voyons que dans ce cas, l'erreur est plus grande que l'erreur due à un coefficient de réflexion parasite dans la ligne de transmission.



b) Calcul de l'erreur sur ϵ''

Si les deux coefficients de couplage étaient identiques, on aurait :

$$S_a = S'_a = S'_o$$

$$S_b = S'_o e^{-\alpha'd}$$

L'erreur sur S_b sera donc :

$$\frac{\Delta S_b}{S_b} = \frac{S_b - S'_b}{S_b} = 1 - k_b$$

et l'erreur sur ϵ'' :

$$\frac{\Delta \epsilon''}{\epsilon''} = \frac{1 - k_b}{\alpha'd} \quad (10)$$

La courbe 4 montre la variation de $\frac{\Delta \epsilon''}{\epsilon''}$ en fonction de l'atténuation pour deux valeurs de k_b . Nous observons ici une variation linéaire de l'erreur en fonction de l'atténuation et l'influence très grande du coefficient de couplage k_b .

Nous verrons au troisième chapitre que cette erreur peut être en grande partie corrigée par un étalonnage à vide qui permet de connaître k_b en fonction de la fréquence.

3) Conclusion

Il est possible de déterminer directement ϵ' et ϵ'' à partir de la mesure de l'atténuation α' et du déphasage β' subis par une onde électromagnétique dans un milieu diélectrique.

Néper/m

α

courbe 4

100

10

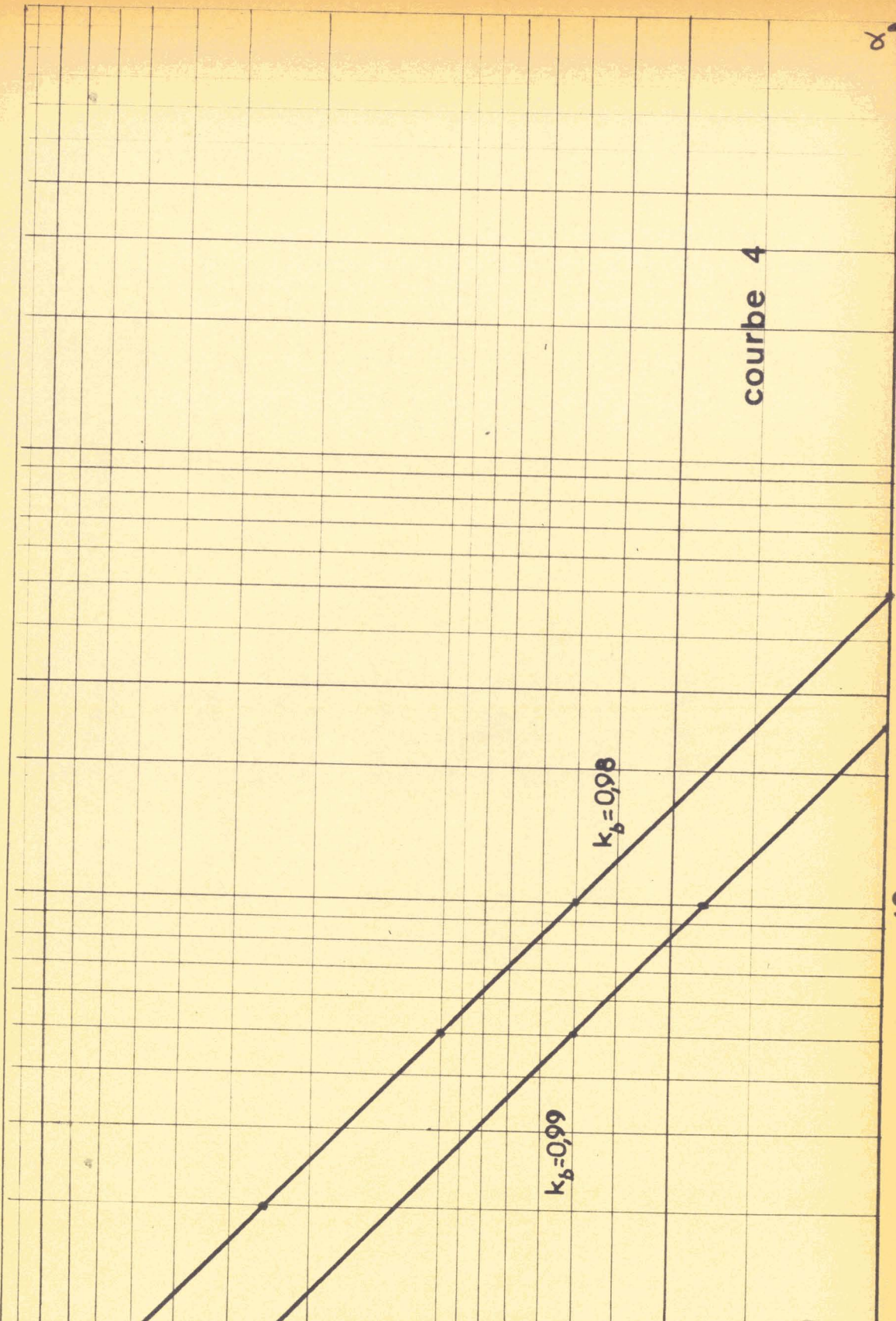
1%1

$\frac{\Delta \varepsilon''}{\varepsilon''}$
100

10%

$k_b = 0,98$

$k_b = 0,99$



Comme nous le montrent les calculs précédents, ce procédé très simple exige cependant que l'onde qui se propage dans le milieu soit parfaitement progressive et que les signaux prélevés soient rigoureusement proportionnels au champ électromagnétique.

Si ces deux conditions ne sont pas entièrement réalisées, nous introduisons une erreur sur la mesure de ϵ' et ϵ'' . Cette erreur liée au principe même de la méthode dépend aussi de la fréquence et des pertes du corps étudié. Nous constatons que la précision croît aux hautes fréquences et que la méthode convient bien à l'étude des corps présentant des pertes moyennes ou fortes. En augmentant la distance d entre les deux éléments servant à prélever les signaux, on diminue l'erreur mais ceci se traduit par un affaiblissement du signal S_p ce qui est souvent peu intéressant. Il apparaît donc que la meilleure solution pour réduire l'erreur sur la mesure de ϵ' et ϵ'' consiste à réaliser soigneusement les différents éléments de l'appareillage.

C H A P I T R E I I

REALISATION DE L'APPAREILLAGE DE MESURE

Dans le chapitre précédent, nous avons décrit une méthode de mesure très simple permettant la détermination de la permittivité complexe d'un corps liquide ou solide. La réalisation de cette méthode pose deux problèmes assez difficiles à résoudre. Il faut d'une part obtenir une onde purement progressive dans la ligne de transmission qui contient le corps à étudier et d'autre part prélever deux signaux également proportionnels au champ électromagnétique existant en deux points de cette ligne.

La première difficulté a été surmontée par la réalisation d'une charge adaptée qui présente un faible coefficient de réflexion et la seconde par la mise au point de deux éléments qui prélèvent des signaux proportionnels au courant circulant dans les parois de la ligne de transmission.

Afin d'obtenir le maximum d'informations sur le corps étudié la charge adaptée et les éléments prélevant le courant **ont été conçus** pour fonctionner dans une large bande de fréquences.

Nous allons dans ce chapitre étudier la réalisation et la mise au point de la charge et des éléments capteurs et préciser la gamme de fréquences dans laquelle nous voulons utiliser l'appareillage.

I - CHOIX DE LA GAMME DE FREQUENCES

Bien que le principe de mesure proposé pour la détermination de la permittivité **complexe** soit valable quelque soit la fréquence, il est évident que l'appareillage réalisé ne fonctionnera correctement que dans un certain domaine de fréquences. Cet appareillage a été conçu pour fonctionner dans la gamme des ondes décimétriques. Dans ce domaine, les ondes électromagnétiques se propagent facilement suivant le mode T.E.M. dans une ligne de structure coaxiale.

Les dimensions de l'appareillage, la valeur des pertes du milieu étudié et l'apparition de modes parasites limiteront les performances de l'appareil **aux** deux extrémités de la gamme de fréquences.

II - PRODUCTION D'UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE PROGRESSIVE DANS UN MILIEU DIELECTRIQUE

L'onde électromagnétique se propageant dans une ligne de transmission sera progressive si l'une des conditions suivantes est remplie :

- la ligne est de longueur infinie
- le corps étudié est très absorbant
- la ligne se termine par une charge adaptée

Les deux premières conditions ne sont que rarement satisfaites et la réalisation d'une charge adaptée est l'unique moyen d'obtenir une onde progressive dans tous les cas d'utilisation.

La charge adaptée réalisée sera parfaite si l'énergie incidente qui se propage dans le corps à étudier est transmise entièrement à un milieu absorbant. Elle ne doit pas être réfléchiée par l'obstacle que constitue ce milieu placé à l'extrémité de la ligne. Il est évident que ce résultat ne peut être parfaitement atteint et l'on cherchera dans la réalisation de la charge adaptée à se rapprocher le plus possible de la charge idéale.

La solution la plus simple au problème posé est la réalisation d'une charge adaptée à l'aide d'un élément localisé. L'impédance de cet élément doit être égale à l'impédance de la ligne de transmission remplie du corps à étudier. Nous obtenons alors une onde parfaitement progressive. Cependant les corps étudiés présentent des caractéristiques très différentes d'un produit à l'autre et la permittivité complexe dépend de la fréquence. Ces inconvénients nous interdisent l'utilisation d'un élément purement localisé pour la réalisation d'une charge adaptée.

Une autre solution consiste à réaliser une charge dont les caractéristiques sont pratiquement indépendantes de la fréquence et de la permittivité complexe du corps étudié et qui présente un faible coefficient de réflexion. Pour parvenir à ce résultat, nous avons utilisé un matériau absorbant dont la forme a été choisie pour obtenir une transition diélectrique - charge non localisée, s'étendant sur une distance supérieure à la longueur d'onde.

Le problème est donc, d'une part, de trouver un matériau suffisamment absorbant et, d'autre part, de lui donner un profil qui réduit au minimum le coefficient de réflexion provenant de la transition diélectrique - charge.

a) Choix du matériau

Les corps absorbants sont relativement peu nombreux dans le domaine des ondes décimétriques. L'étude et la réalisation de la charge adaptée nous ont amené à essayer différents produits parmi lesquels nous citons : un mélange poudre de fer-araldite, l'eccosorb MF et HF etc.... Ces produits n'ont pas donné de bons résultats pour différentes raisons : certains n'étaient pas inertes du point de vue chimique, d'autres avaient une absorption trop faible ou n'étaient pas faciles à travailler.

Nous avons finalement utilisé le "disaral" (fabriqué par A.M.E.P.) qui ne présentait aucun des inconvénients que nous venons de citer. C'est un matériau composé d'un liant et de fer divisé existant sous trois variétés A, B et C qui se différencient par leur teneur en fer.

Nous avons mesuré l'indice de réfraction complexe des variétés A et C pour quelques fréquences dans le domaine des ondes décimétriques. Le tableau I donne le résultat de nos mesures.

F GHz	A		C	
	n	k	n	k
1	1,67	0,44	1,67	0,973
2	1,76	0,6	1,79	1,06
3	1,84	0,76	1,94	1,18
4	1,9	0,78	2	

Tableau I

Nous voyons d'après ce tableau que le "disaral" est un corps très absorbant et que l'indice de réfraction de la variété A est inférieur à celui de la variété C .

b) Choix du profil de la charge adaptée

L'énergie incidente qui se propage dans le diélectrique doit pénétrer progressivement dans le milieu absorbant formant la charge adaptée et doit être réfléchi le moins possible à la séparation diélectrique milieu absorbant. Pour obtenir ce résultat, il faut donner à la charge un profil convenable. Pour des raisons touchant à la facilité de réalisation mécanique, nous avons choisi une forme en tronc de cône (fig. 7) pour la face avant de la charge adaptée qui se trouve en contact avec le diélectrique.

Deux solutions ont été successivement étudiées :

- 1) le tronc de cône part du conducteur central vers le conducteur extérieur (fig. 7a)
- 2) le tronc de cône part du conducteur extérieur vers le conducteur central (fig. 7b)

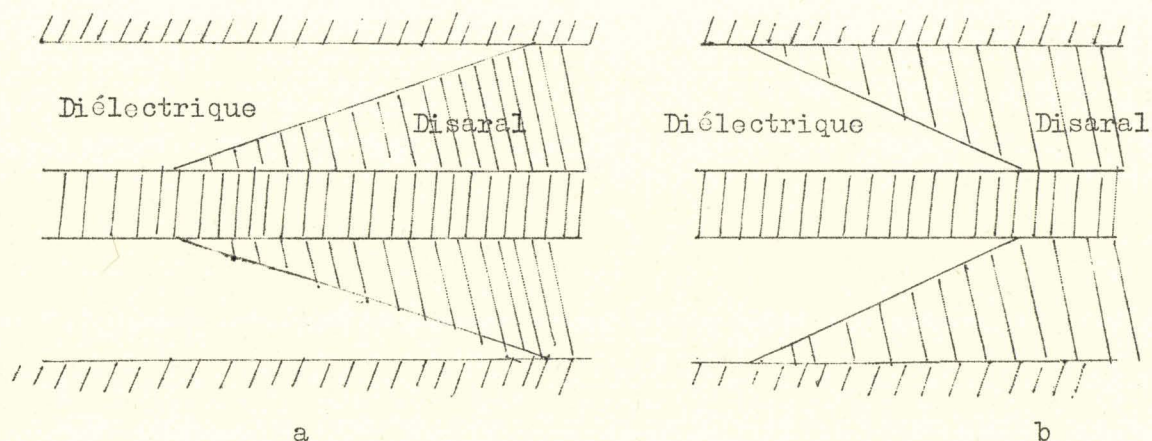


Fig. 7

Les résultats expérimentaux obtenus montrent que la seconde réalisation présente un coefficient de réflexion beaucoup plus faible que la première.

Ce résultat peut s'expliquer à partir de la répartition spatiale de l'énergie électromagnétique dans une ligne de transmission coaxiale. On sait que la plus grande partie de l'énergie est concentrée au voisinage du conducteur central et que par conséquent la première solution perturbera davantage la propagation de l'onde dans la ligne de transmission que la seconde.

L'énergie transmise dans le milieu constitué par le disaral doit être absorbée. Dans ce but, la charge se termine par un cylindre en disaral de longueur suffisante pour que toute l'énergie soit absorbée.

Le choix du matériau et de la forme de la charge adaptée nous a conduit à la réalisation représentée planche I. Les dimensions de la charge ont été fixées après des essais systématiques réalisés en fonction de la longueur de la charge, de la variété du disaral et de la fréquence.

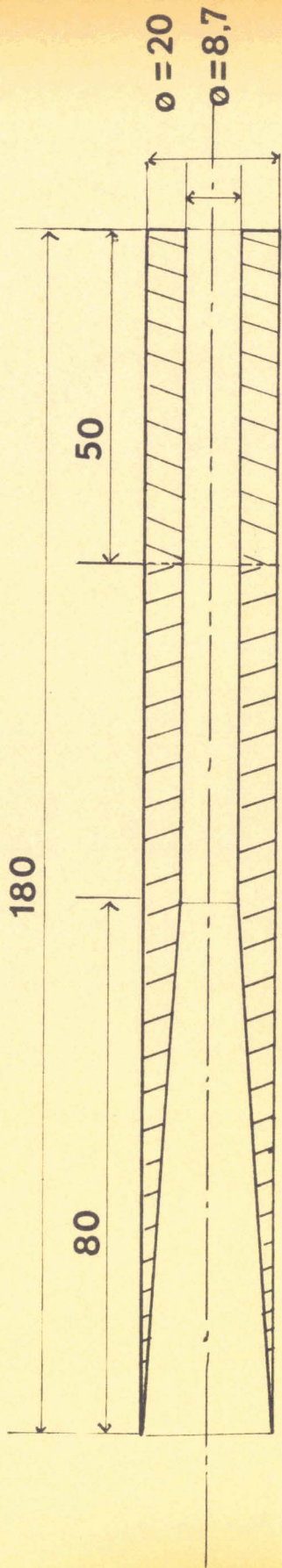
c) Etude expérimentale

Avant de faire l'étude théorique de la charge adaptée, nous avons examiné expérimentalement l'influence des différents paramètres sur le coefficient de réflexion de la charge. Nous en avons déduit les résultats suivants :

1) Pour abaisser la limite inférieure de la gamme de fréquence, la hauteur h du tronc de cône doit être la plus grande possible. Nous avons dû nous limiter à cause des difficultés de réalisation mécanique à une hauteur de 8 cm. Ceci correspond à une fréquence minimum d'utilisation de la charge de l'ordre de 1000 MHz.

2) Pour une hauteur donnée du cône, l'allongement du cylindre absorbant ne réduit pas notablement le coefficient de réflexion. Nous voyons de cette façon que la réflexion provient essentiellement de la forme adoptée pour la face d'entrée de la charge.

3) Le plus faible coefficient de réflexion est obtenu avec une charge dont le tronc de cône est réalisé dans le matériau le moins absorbant (Disaral A) et le cylindre dans le matériau le plus absorbant (Disaral C). Ce résultat s'explique par les valeurs différentes des indices de réfraction des disaral A et C.



disaral A

disaral C

Planche I



4) La courbe du coefficient de réflexion air-charge adaptée en fonction du rapport h/λ ou de la fréquence montre qu'il existe des maxima et des minima non périodiques (courbe 5). Nous voyons aussi que le coefficient de réflexion est inférieur à 0,05 à partir de $f = 1300$ MHz. Cette valeur fixera la limite inférieure d'utilisation de l'appareillage à une fréquence voisine de 1 000 MHz.

d) Etude théorique de la charge adaptée

Pour interpréter les résultats expérimentaux, nous avons calculé le coefficient de réflexion de la charge adaptée. Nous pouvons aisément constater que l'étude théorique complète est complexe : en effet l'introduction d'un obstacle de forme conique dans la ligne coaxiale perturbe les ondes T.E.M. qui ne peuvent plus se propager dans la zone de transition diélectrique-charge et il y a apparition d'ondes T.M. évanescentes.

Nous allons donc établir la formule approchée du coefficient de réflexion de la charge dans son plan d'entrée qui suffira pour expliquer les principaux résultats expérimentaux.

Dans le cas d'une variation continue du profil de la charge (fig. 8) le coefficient de réflexion apparent dans le plan d'entrée est

[4]

$$\Gamma = \int_a^b \Gamma(r) e^{-2j\beta z} dr \quad (11)$$

Le coefficient de réflexion $\Gamma(r)$ à la distance z de l'origine est donnée par :

$$\Gamma(r) = \rho \left(1 - \int_a^r \rho dr \right) / \rho e^{-\int_a^r \rho dr} \quad (12)$$

ou ρ est le coefficient de réflexion de l'élément dr de la charge.

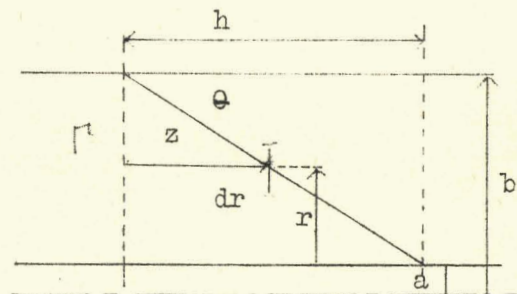


Fig. 8

$|\Gamma|$

0.3

0.2

0.1

0.5

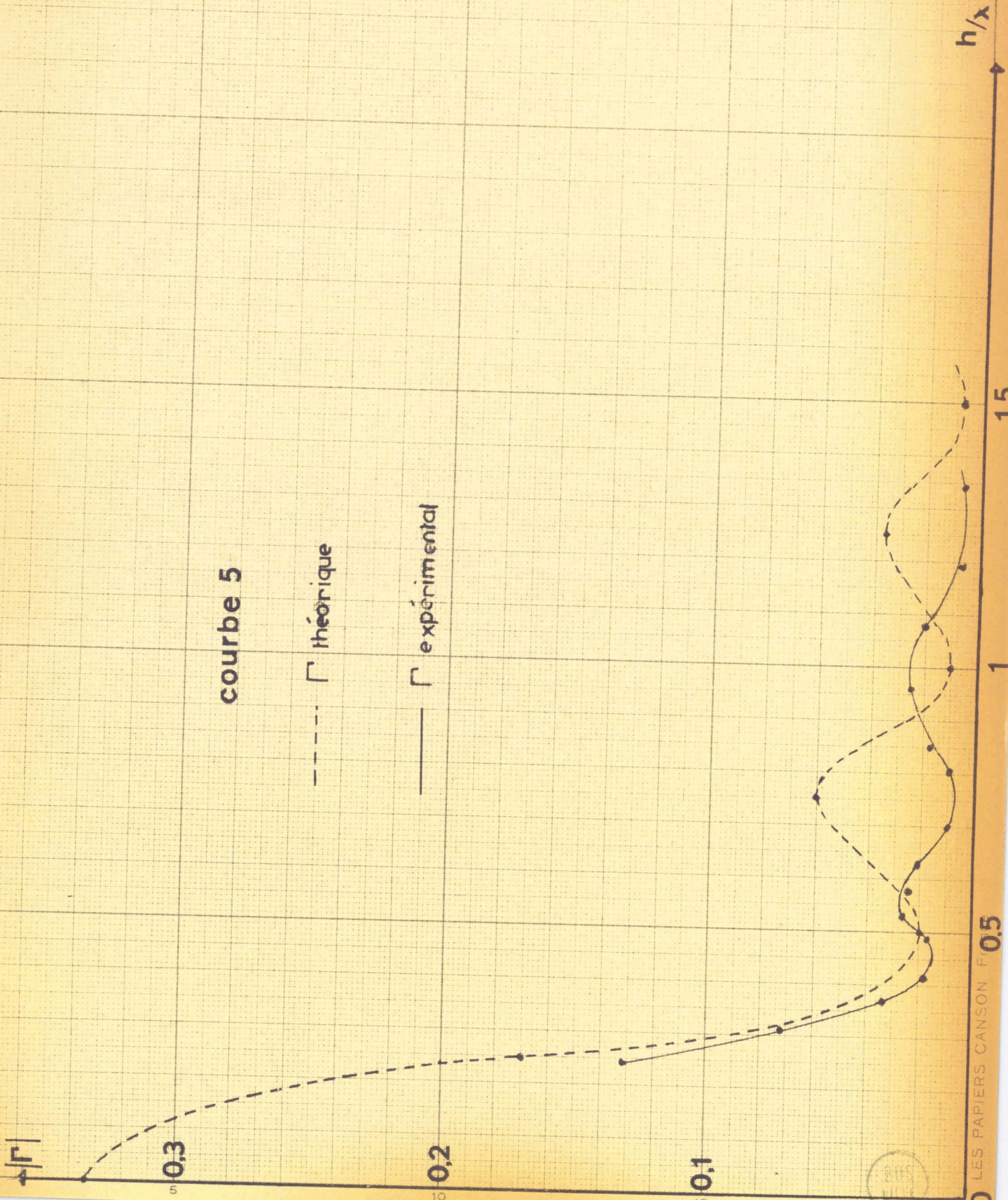
1.5

h/x

courbe 5

--- Γ théorique

— Γ expérimental



Nous allons supposer pour simplifier que le coefficient ρ est indépendant de r . Nous avons alors :

$$\Gamma(r) = \rho_0 e^{-\beta_0 (r - a)} \quad (13)$$

A partir des équations (11) et (13) nous déduisons le coefficient de réflexion Γ .

$$\Gamma = \frac{\rho_0}{\rho_0 - 2j \frac{\beta}{\theta}} \left[e^{-2j \beta \frac{(b-a)}{\theta}} - e^{-\rho_0 (b-a)} \right]$$

ou l'angle θ est défini par :

$$\operatorname{tg} \theta \approx \theta = \frac{b - a}{h}$$

en négligeant ρ_0 devant $\frac{2\beta}{\theta}$, le module du coefficient de réflexion s'écrit :

$$|\Gamma| \approx \frac{\rho_0 \theta \lambda}{4\pi} \left[(1 - e^{-\rho_0 (b-a)})^2 + 4 e^{-\rho_0 (b-a)} \sin^2 \frac{2\pi(b-a)}{\lambda \theta} \right]^{1/2}$$

Choisissons ρ_0 tel que $|\Gamma| = \rho_{\infty}$ coefficient de réflexion air-disaral quand la fréquence est nulle. Nous obtenons en remplaçant θ par sa valeur :

$$|\Gamma| \approx \frac{\rho_0 \theta \lambda}{4\pi h} \left[\rho_{\infty}^2 + 4(1 - \rho_{\infty}) \sin^2 \frac{2\pi h}{\lambda} \right]^{1/2} \quad (14)$$

En valeur numérique pour l'indice de réfraction air-disaral n égal à 2, nous avons :

$$\rho_{\infty} = \frac{n - 1}{n + 1} = \frac{1}{3}$$

$$\text{et } |\Gamma| \approx 2,65 \cdot 10^{-2} \frac{\lambda}{h} \left[\frac{1}{9} + \frac{8}{3} \sin^2 \frac{2\pi h}{\lambda} \right]^{1/2}$$

$|\Gamma|$ sera maximum pour $\frac{h}{\lambda} = \frac{2m + 1}{4}$ (m nombre entier) et aura pour valeur :

$$|\Gamma| = 4,41 \cdot 10^{-2} \frac{\lambda}{h}$$

Il sera minimum pour $\frac{h}{\lambda} = \frac{m}{2}$ et aura pour valeur : $|\Gamma| = 0,83 \cdot 10^{-3} \frac{\lambda}{h}$

Nous voyons d'après la relation (14) que le coefficient de réflexion de la charge dépend du coefficient de réflexion diélectrique ϵ , de la hauteur h du tronc de cône et qu'il varie périodiquement avec la fréquence (courbe 5). Nous retrouvons ainsi les principaux résultats expérimentaux sauf la non périodicité de la variation du coefficient de réflexion et certaines valeurs numériques de ce coefficient. Ceci peut s'expliquer par les approximations faites dans les calculs.

La charge adaptée nous permet d'obtenir une onde progressive dans le milieu étudié réalisant la première condition indispensable à la mesure de la permittivité complexe. Nous allons maintenant étudier la réalisation de la deuxième condition exigée par le principe de la mesure, c'est-à-dire le prélèvement de deux signaux rigoureusement proportionnels au champ électromagnétique.

III - PRELEVEMENT D'UN SIGNAL PROPORTIONNEL AU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE

Pour déterminer la permittivité complexe d'un diélectrique on mesure sur une distance "d" l'atténuation et le déphasage subis par une onde électromagnétique se propageant dans le milieu étudié. Dans ce but, on prélève en deux points un signal proportionnel au champ électromagnétique qui existe en ces points.

Le signal recueilli peut être proportionnel au champ électrique, au champ magnétique ou au courant circulant dans les parois de la ligne de transmission. Nous allons étudier successivement ces trois possibilités et nous choisirons d'après les résultats, le meilleur procédé.

1) Signal proportionnel au champ électrique 5

L'intégration des équations de Maxwell montre que pour le mode T.E.M. le champ électrique régnant à l'intérieur d'une ligne de transmission coaxiale est perpendiculaire aux conducteurs intérieur et extérieur (Fig. 9)

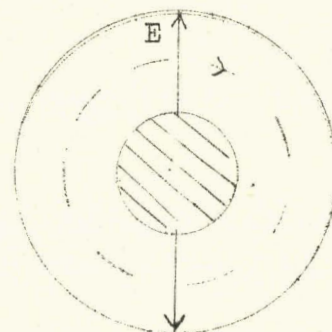


Fig. 9

Pour prélever un signal proportionnel à ce champ, il faut introduire dans la ligne coaxiale une sonde placée parallèlement au champ électrique.

Dans le dispositif que nous avons réalisé, la sonde est constituée par la pointe d'un cristal 1 N 26 ou 1 N 31 qui sert également de détecteur (Planche II). Ce détecteur est aperiodique et fonctionne à des fréquences supérieures à 1000 MHz.

Pour assurer une bonne étanchéité et éviter le contact entre le corps étudié et la sonde, celle-ci est contenue dans un cylindre de nylon qui en même temps maintient l'ensemble de détection dans une position fixe.

La deuxième sonde utilisée pour la mesure de la permittivité complexe est située à 4cm de la première et diamétralement opposée pour réduire le couplage possible entre les deux sondes.

L'étude expérimentale de ce dispositif nous permet de constater que :

- les sondes perturbent le champ électromagnétique
- le niveau de la tension détectée est faible

Ceci est une conséquence du faible enfoncement des sondes nécessaire pour éviter la perturbation du champ électromagnétique.

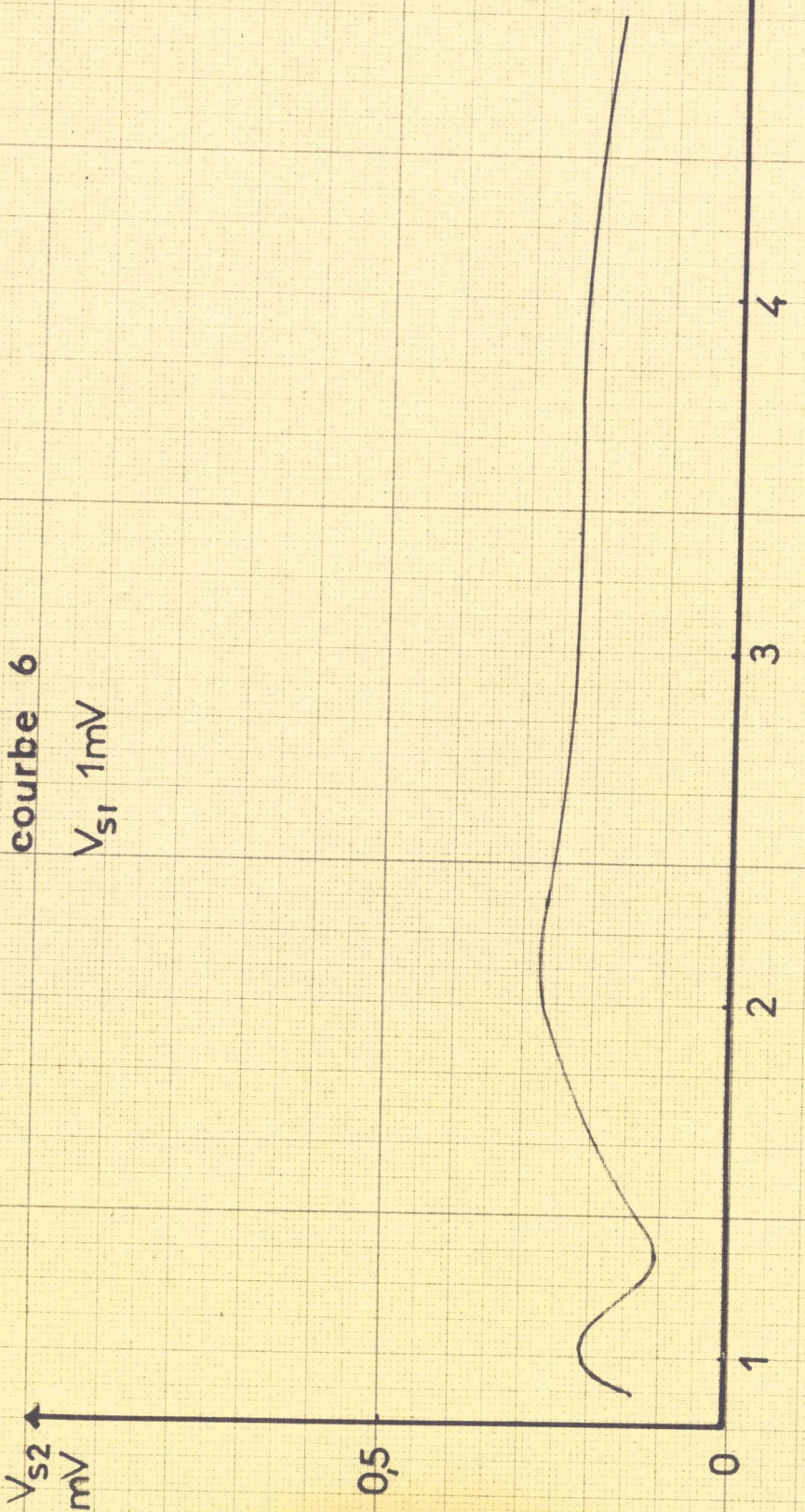
- les coefficients de couplage des sondes et la sensibilité des cristaux détecteurs sont difficilement identiques.
- les caractéristiques des cristaux détecteurs ne sont pas fiables
- la mesure de la permittivité complexe des corps solides est pratiquement impossible car les sondes pénètrent dans la ligne coaxiale.

Nous avons tracé en fonction de la fréquence le niveau de la tension obtenue sur le deuxième détecteur si l'on maintient constant le niveau de la tension détectée sur le premier (courbe 6) . Nous voyons que la courbe est régulière sauf à la limite inférieure de la gamme de fréquences où apparaît le coefficient de réflexion dû à la charge adaptée. Par ailleurs, le niveau des tensions détectées est faible et il diffère sensiblement suivant la sonde utilisée.

courbe 6
 V_{s1} 1mV

V_{s2}
mV

F GHz



2) Signal proportionnel au champ magnétique

Certains inconvénients de la méthode précédente peuvent être éliminés en prélevant un signal proportionnel au champ magnétique. Ce champ est perpendiculaire au champ électrique ; les lignes de force correspondantes sont des cercles concentriques aux conducteurs intérieur et extérieur. (fig. 10)

Le signal lié au champ magnétique est prélevé par une boucle perpendiculaire à celui-ci et associée à un élément détecteur identique au précédent (planche II). Pour éviter un phénomène de résonance dans le système de détection, la boucle doit être de petite dimension. Par contre pour recueillir une puissance suffisante, il faut que la surface de la boucle soit la plus grande possible.

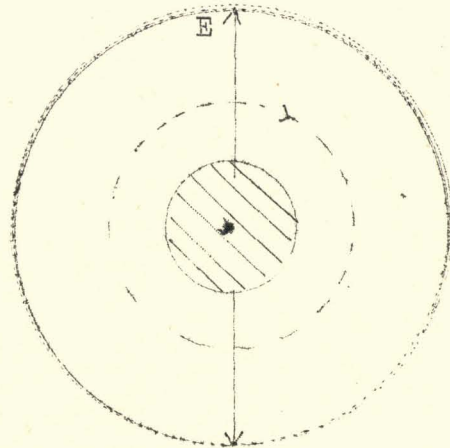


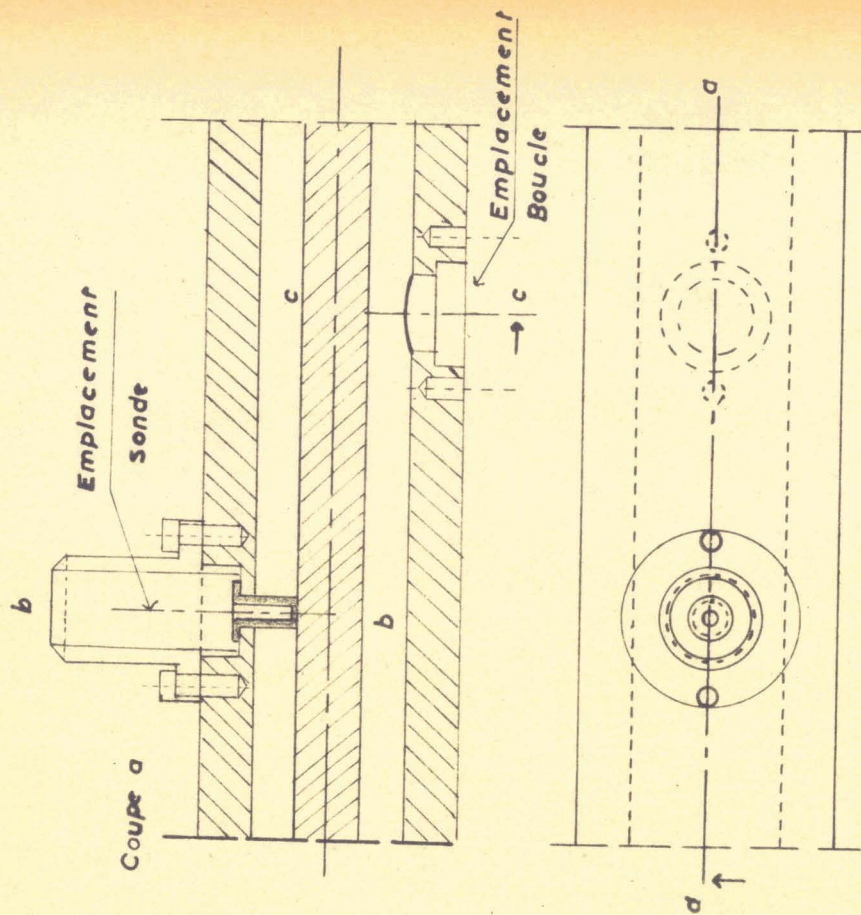
Fig. 10

Ces deux conditions sont contradictoires et il faut réaliser un compromis entre ces tendances opposées.

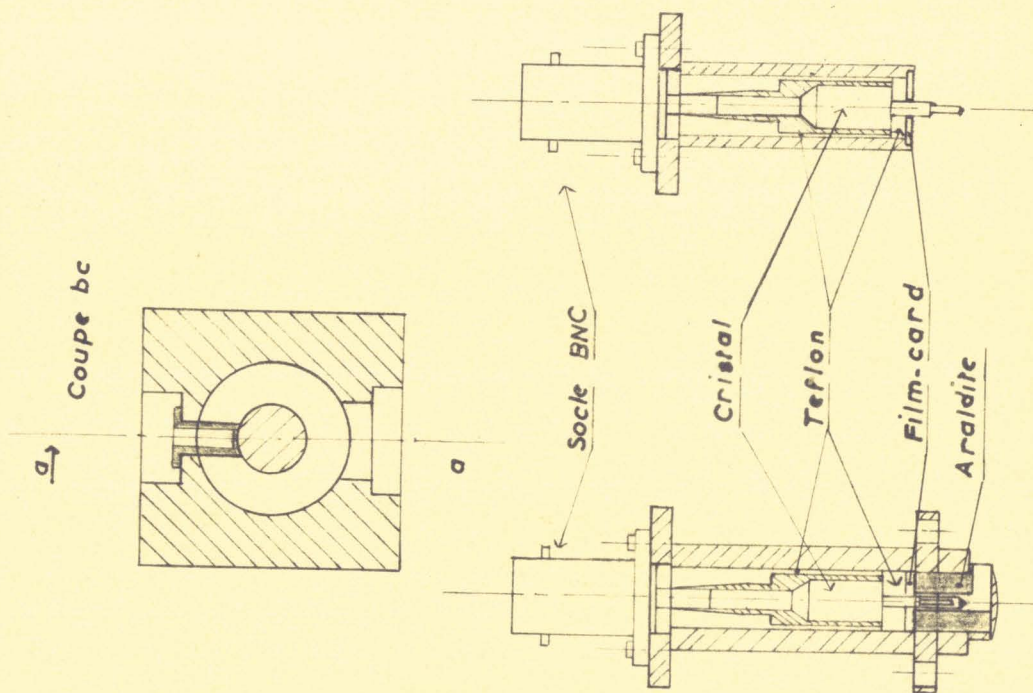
L'utilisation de la détection par boucle nous a permis de réduire la perturbation du champ électromagnétique car la boucle pénètre faiblement dans la ligne de transmission. En outre la fiabilité des détecteurs est améliorée par une plus grande solidité du montage qui est entièrement contenu dans une monture métallique. Celle-ci est remplie d'araldite au niveau de la boucle pour assurer à la fois l'étanchéité et la rigidité de l'ensemble.

Par contre les dimensions de la boucle et sa faible pénétration dans le champ électromagnétique ont pour conséquence un faible niveau de la tension détectée et il est difficile d'avoir pour les deux boucles des coefficients de couplage identiques.

Comme dans la méthode précédente, la seconde boucle est placée à une distance de 4cm de la première et lui est diamétralement opposée.



Vue de dessus



Boucle et Sonde
aperiodiques

Nous avons tracé la tension obtenue sur le second détecteur en fonction de la fréquence pour un niveau constant du signal recueilli au premier (courbe 7)

L'ondulation dans le bas de la gamme de fréquences et l'inégalité des niveaux des tensions détectées sont toujours présentes. Il apparaît en outre un phénomène de résonance dans les détecteurs à la fréquence 2 500 MHz .

La longueur de la boucle ainsi que la gamme de fréquences couverte rendent presque inévitable le phénomène de résonance dans les détecteurs. Celui-ci se produit quand la longueur de la boucle est équivalente à $\frac{\lambda}{4}$. La résonance dans les détecteurs est difficile à supprimer. Le niveau de la tension détectée interdit toute diminution des dimensions de la boucle et tout amortissement de la résonance.

Il serait cependant possible d'utiliser la détection par boucle en réalisant deux paires de détecteurs dont les fréquences de résonance sont différentes. Cette solution n'a pas été retenue car elle exigeait une modification de l'appareillage pendant les mesures. Il serait plus simple d'avoir deux systèmes de détection identiques pour masquer le phénomène de résonance mais ceci est techniquement difficile à réaliser.

Nous avons donc renoncé à prélever un signal lié au champ magnétique pour étudier une nouvelle méthode permettant de prélever et de détecter les courants circulant dans les parois de la ligne de transmission.

3) Signal proportionnel au courant circulant dans les parois de la ligne de transmission . 6

a) Courant dans les parois d'une ligne coaxiale

La présence du champ électromagnétique régnant à l'intérieur d'une ligne de transmission coaxiale, est liée à l'existence d'un courant circulant dans les conducteurs intérieur et extérieur.

Le théorème d'Ampère, appliqué en un point de la surface d'un milieu parfaitement conducteur donne la relation entre la densité superficielle de courant i_s et le champ magnétique H au voisinage de celui-ci :

$$\vec{H}_T = \vec{i}_s \wedge \vec{n}$$

où n est la normale à la surface du conducteur au point considéré et H_T la composante tangentielle du champ magnétique au même point.

courbe 7

$V_{b1} = 2 \text{ mV}$

V_{p2}
mV

0,5

0

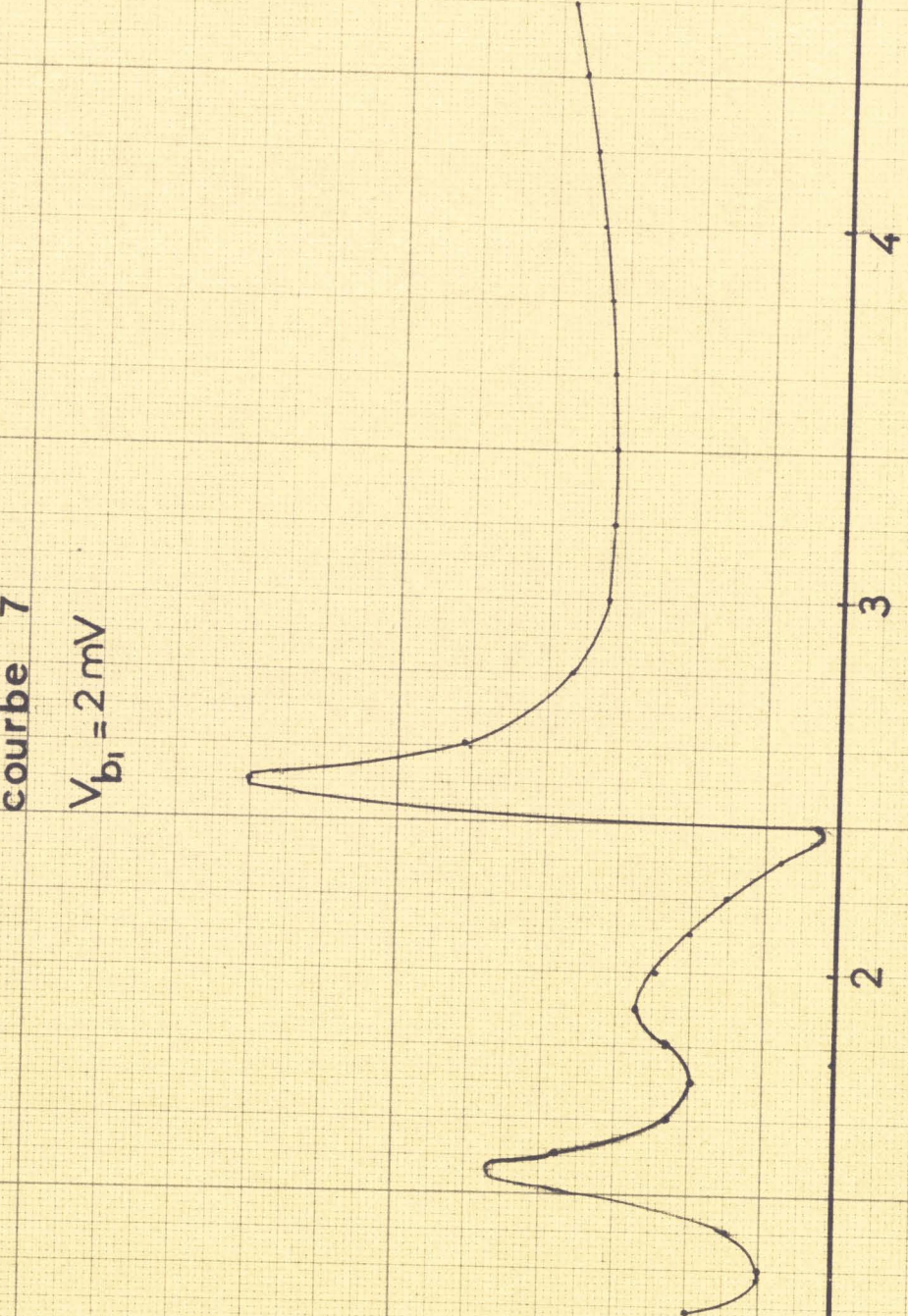
2

3

4

5

F
GHz



Dans le cas d'une onde T.E.M. se propageant dans une ligne coaxiale, le champ magnétique se réduit à sa composante H_ϕ perpendiculaire au champ électrique E_r et à la direction de propagation Oz (fig. 11).

Le vecteur densité de courant aura donc une seule composante suivant la direction Oz :

$$i_z = H_\phi = H$$

Il semble intéressant d'essayer de prélever un signal proportionnel à ce courant circulant dans les parois de la ligne coaxiale car la configuration des lignes de courant est simple et permet de prélever le signal en n'importe quel point de la ligne.

b) Réalisation des capteurs de courant

Pour capter le courant de paroi, on réalise dans le conducteur extérieur de la ligne de transmission une fente ayant la forme d'un U (planche III).

On prélève ainsi une partie du courant de paroi qui pénètre dans la languette métallique A (figure 12).

Le courant capté est ensuite amené au détecteur par une petite ligne coaxiale B, d'impédance caractéristique 50Ω , reliée à la languette A.

Pour faciliter les connexions entre le capteur de courant et les appareils de mesure, la ligne B se termine par une fiche de type N qui permet par ailleurs l'utilisation de détecteurs Hewlett Packard appairés et à large bande.

Un deuxième capteur identique au précédent se trouve à 4cm du premier et diamétralement opposé.

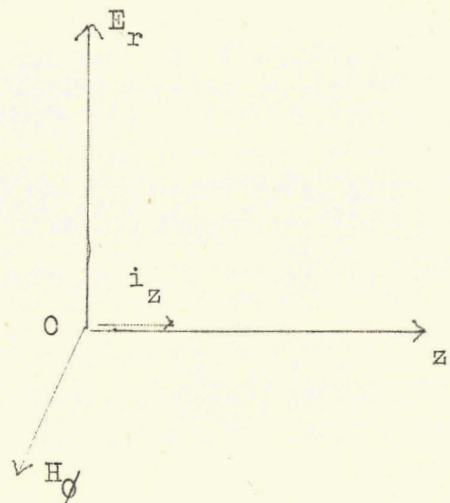


Fig. 11

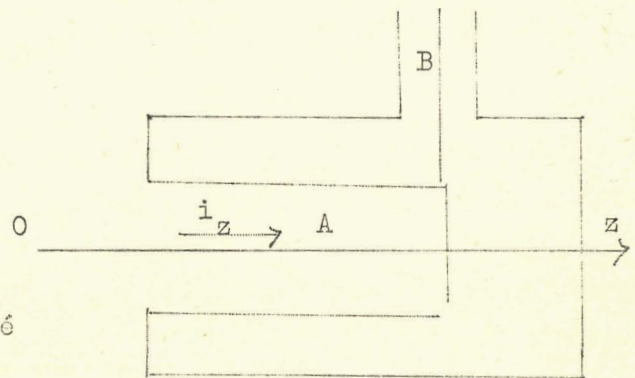
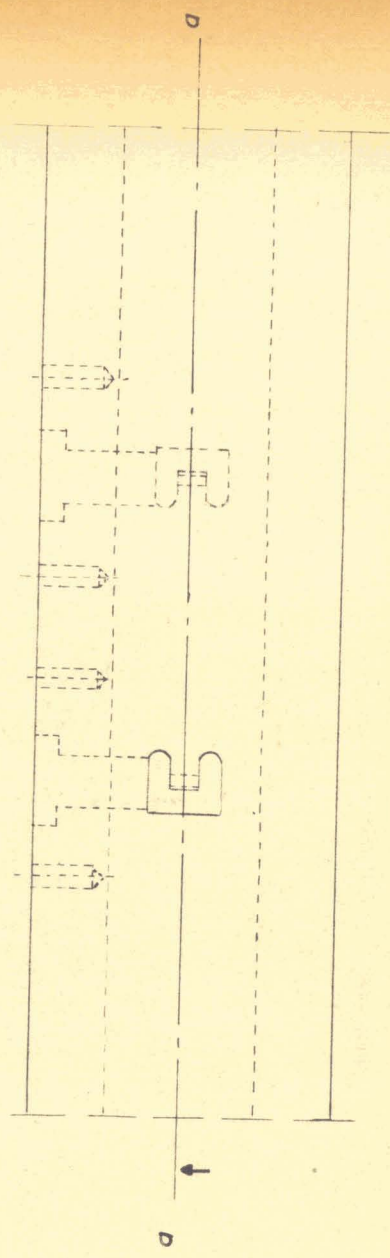
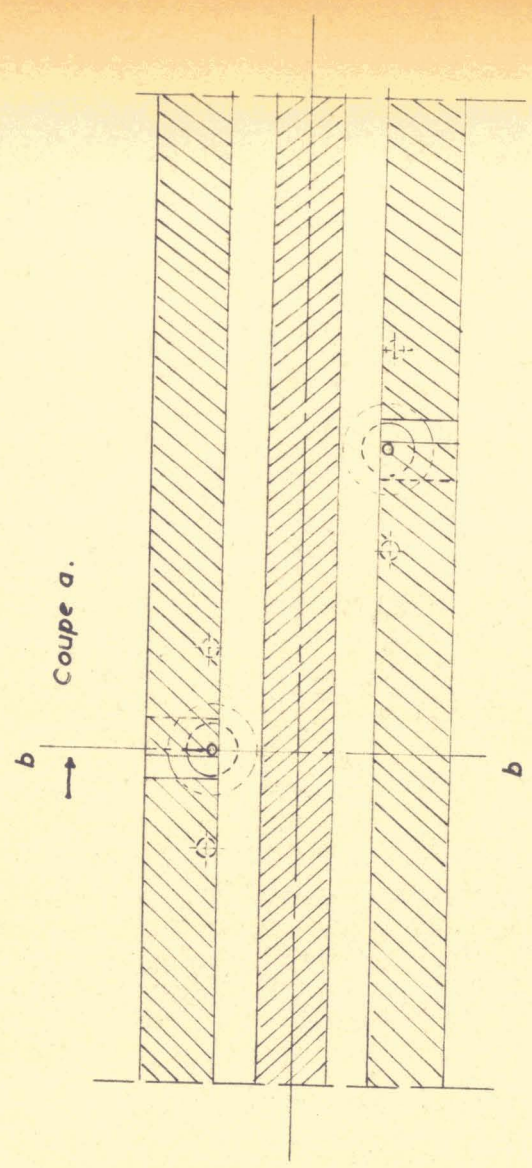
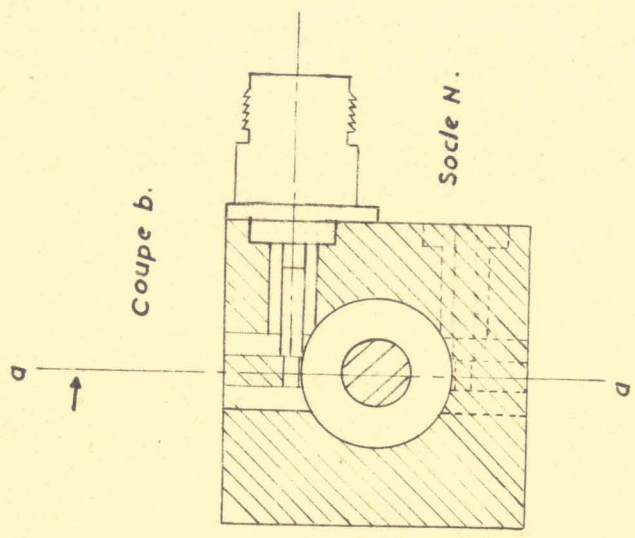


Fig. 12



Vue de dessus



c) Etude des capteurs de courant

Il existe entre le courant I_{HF} qui circule dans les parois et la puissance qui se propage dans la ligne de transmission une relation que nous allons mettre en évidence.

1) le courant HF est proportionnel à la racine quatrième de la permittivité complexe de la substance étudiée.

Nous savons que le champ électromagnétique dans la ligne de transmission dépend du courant I_{HF} par les relations :

$$H = \frac{I_{HF}}{2\pi r}$$

$$E = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon}} \frac{I_{HF}}{2\pi r}$$

où Z_0 est l'impédance d'onde dans le vide $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$

La puissance qui se propage dans la ligne de transmission est donnée par le flux du vecteur de Poynting $\vec{P} = \vec{E} \wedge \vec{H}$ à travers une section de la ligne de transmission.

On obtient :

$$P = \frac{1}{2\pi} \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon}} \text{Log} \frac{b}{a} I_{HF}^2$$

$$\text{ou } I_{HF}^2 = k P \sqrt{\epsilon} \quad (15)$$

2) La phase du courant HF dans la ligne B dépend de l'orientation de la fente dans le conducteur extérieur.

La figure 13 montre les dispositions respectives des deux fentes pour que les courants captés soient déphasés de π

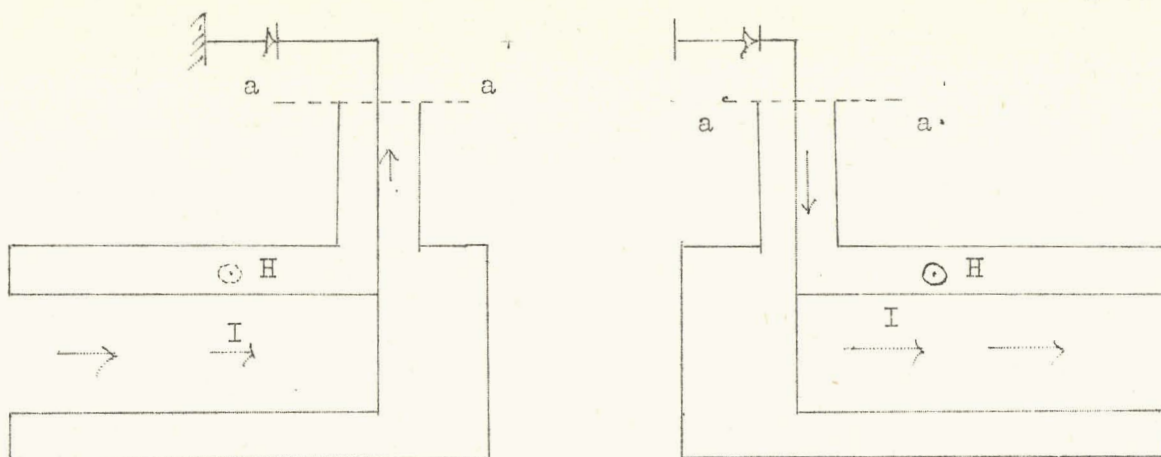


Fig. 13

Ces résultats ont été vérifiés expérimentalement ainsi que l'identité des deux capteurs de courant .

d) Etude expérimentale

1) La proportionnalité entre I_{HF}^2 et $\sqrt{\epsilon}$ a été vérifiée de la manière suivante :

Une ligne de mesure terminée par la cellule est alimentée par un oscillateur (fig. 14). On mesure les tensions maximum et minimum prélevées par la sonde sur la ligne ainsi que la tension prélevée par le capteur de courant dans la cellule avec et sans diélectrique. La puissance

P fournie par le générateur est proportionnelle au carré de la valeur moyenne des tensions prélevées sur la ligne tandis que la puissance prélevée par la fente est proportionnelle au carré de la tension détectée à la sortie du capteur.

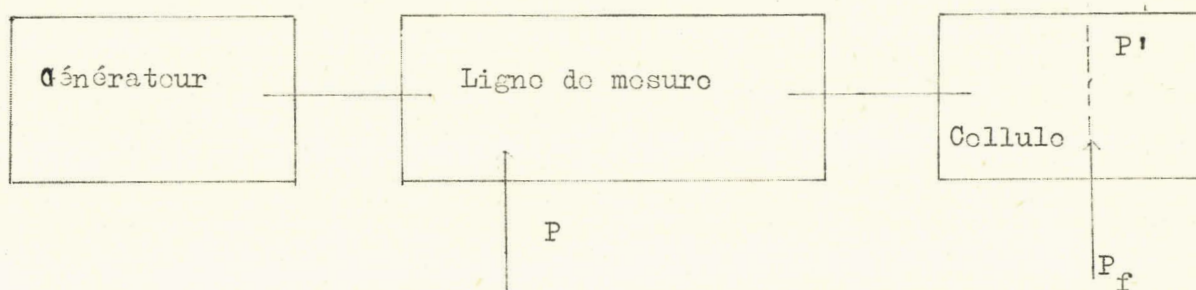


Fig. 14

Nous comparons $\left(\frac{P_f}{P'}\right)_v$ dans le vide et $\left(\frac{P_f}{P'}\right)_d$ avec diélectrique. La puissance P' étant la puissance qui se propage dans la ligne de transmission dans le plan du détecteur de paroi. Cette puissance est différente de la puissance P quand la cellule est remplie de diélectrique et peut se calculer à partir de P et du T.O.S. mesuré sur la ligne.

La mesure pour le benzène et l'acétone a donné les résultats suivants :

	$(P_f/P')_d / (P_f/P')_v$	valeur théorique
Benzène / Air	1,47	1,51
Acétone / Benzène	3,04	3,01

2) Le déphasage existant entre les deux courants I_c quand les fentes sont disposées comme l'indique la figure 13 sera étudié dans le prochain chapitre. Nous montrerons qu'il est rigoureusement égal à π .

3) Pour contrôler l'identité des deux systèmes de détection nous avons mesuré dans le plan aa (fig. 13) l'admittance des capteurs de courant. Pratiquement le capteur est équivalent à une susceptance pure sauf aux hautes fréquences où le T.O.S. diminue.

Nous avons représenté (courbe 8) la longueur électrique équivalente en fonction de la fréquence, nous constatons que les deux capteurs sont relativement identiques.

Nous avons ensuite étudié la variation de la tension détectée en fonction de la fréquence (courbe 9). Elle présente des ondulations dues à la charge adaptée en basses fréquences mais les deux tensions restent identiques entre 1200 et 6000 MHz.

e) Avantages et inconvénients de la détection des courants de paroi

La comparaison des trois dispositifs étudiés montre que dans le cas des capteurs de courant :

- l'identité des deux systèmes de détection est plus facile à réaliser.

courbe 8

$\uparrow e_2$ cm

4

3

$\uparrow e_1$

4

3

F GHz

5

4

3

1 LES PAPIERS CANSON Fra 2^e



20

V_2 mV

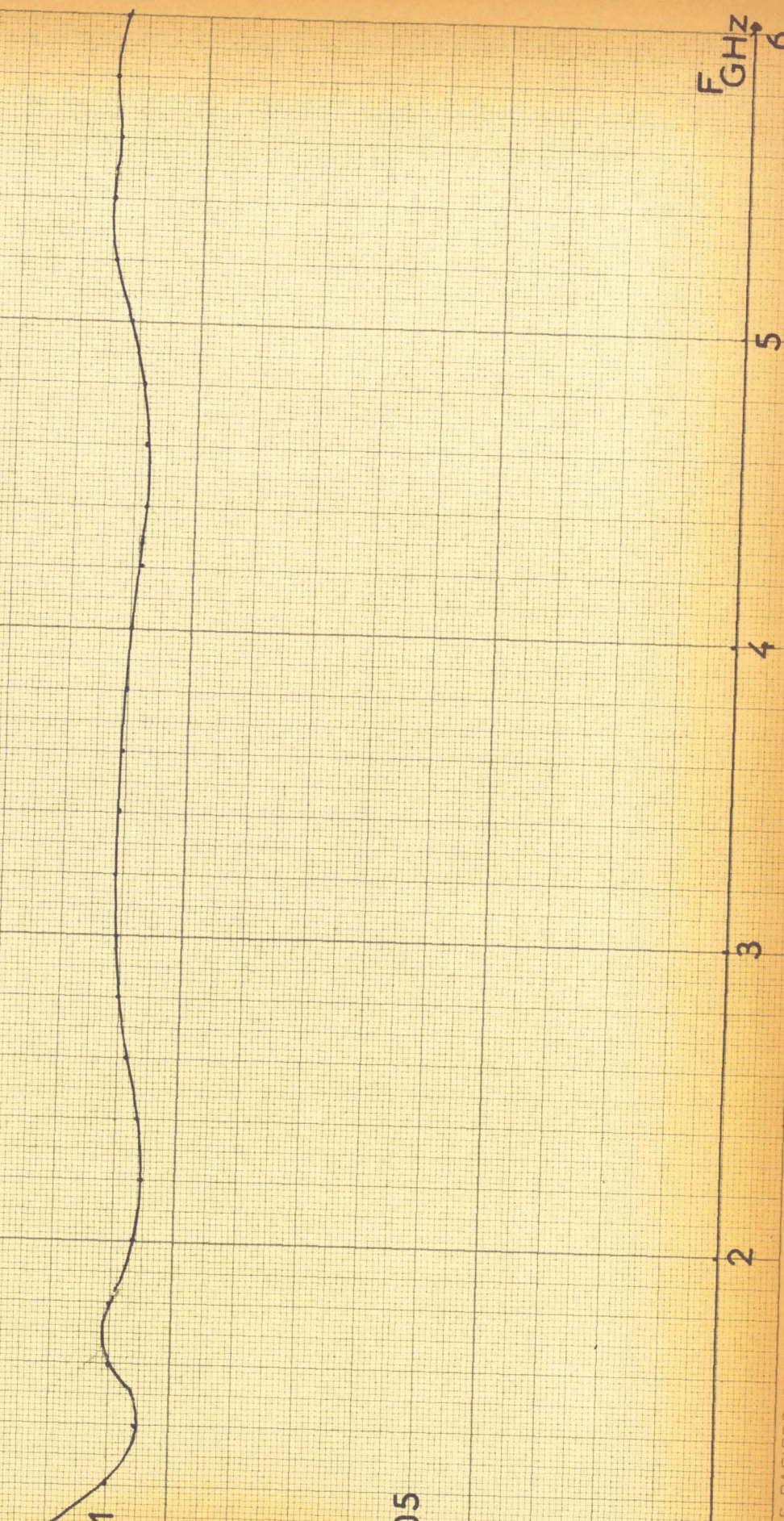
courbe 9

$V_1 = 1 \text{ mV}$

F GHz

1 5 10 15 20

2 3 4 5 6



- l'appareillage fonctionne dans une large bande de fréquences
- les capteurs perturbent très faiblement le champ électromagnétique
- l'étude des corps solides est possible
- l'élément capteur et l'élément détecteur proprement dit sont distincts.

Par contre, l'étanchéité est assez difficile à obtenir au niveau des fontes, les produits mesurés pouvant dissoudre les corps utilisés pour assurer l'étanchéité.

D'autre part, l'ensemble détecteur ne constitue plus un obstacle localisé en hautes fréquences et la fonte peut rayonner une partie de l'énergie captée.

IV - REALISATION TECHNIQUE DE L'APPAREILLAGE DE MESURE

Nous venons de voir comment il est possible de rendre progressive l'onde électromagnétique se propageant dans un milieu diélectrique et comment on prélève un signal proportionnel au courant circulant dans les parois.

La réalisation technique des éléments de l'appareillage a été faite suivant les plans donnés planche I et III .

Pour les deux capteurs de courant, il faut que les deux fentes soient identiques et que les contacts électriques entre la fonte et la ligne coaxiale soient parfaitement assurés. Ceci nécessite une grande précision mécanique.

Les dimensions de la fonte ont été choisies d'après les caractéristiques électriques désirées:

- Impédance caractéristique de 50Ω
- Faibles dimensions de la fente devant la longueur d'onde
- Niveau de la tension détectée suffisant

La cellule de mesure dans laquelle les fontes sont réalisées est de type coaxial. Son impédance caractéristique est de 50Ω . Les diamètres des conducteurs intérieur et extérieur sont respectivement 8,68 et 20 mm. Ces dimensions permettant une utilisation aisée de la cellule avec des solides et facilitent la réalisation des détecteurs.

La cellule se termine par une charge adaptée suivie d'un court-circuit qui assure en même temps l'étanchéité.

Les dimensions standards des fiches de sortie des appareils de mesure étant 6 et 14 mm, une transition de forme conique relie la cellule au générateur sans modifier l'impédance caractéristique.

Dans la suite de notre étude, nous utiliserons cette cellule de mesure avec la charge adaptée et les deux systèmes de détection décrits précédemment.

C H A P I T R E I I I

MESURE DE LA PERMITTIVITE COMPLEXE DE QUELQUES SUBSTANCES DIELECTRIQUESI - PRINCIPE GENERAL DE LA METHODE UTILISEE

Nous avons rappelé au début de notre étude la relation existant entre la constante de propagation d'une onde électromagnétique se propageant dans un milieu diélectrique et la permittivité complexe $\epsilon^{\#}$ de ce milieu. Pour déterminer $\epsilon^{\#}$, nous mesurons l'atténuation et le déphasage subis par l'onde électromagnétique se propageant dans le milieu diélectrique. Trois procédés peuvent être utilisés pour mesurer la constante de propagation à l'aide de la cellule de mesure que nous avons réalisée.

Méthode I : Les signaux H.F S_a et S_b provenant de la cellule de mesure sont envoyés respectivement aux deux extrémités d'une ligne de mesure de T.O.S. (fig. I5). Une tension proportionnelle à la somme vectorielle des deux signaux se propageant en sens inverse dans la ligne de mesure est prélevée par la sonde du mesureur et détectée. A partir de la position d'un minimum ou d'un maximum de tension sur la ligne, nous verrons qu'il est possible de calculer le déphasage. L'atténuation sera donnée par la T.O.S. mesuré sur la ligne (Mesure du rapport des signaux maximum et minimum).

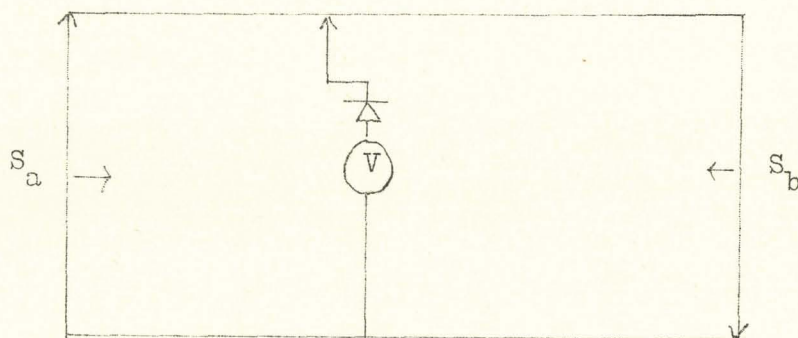


Fig. I5

Méthode II : Au lieu de mesurer l'atténuation à partir du T.O.S., il est possible de l'obtenir directement par la mesure des modules des signaux S_a et S_b . Ces signaux sont détectés à l'aide de deux détecteurs identiques (fig. I6). Le rapport des tensions obtenues donnent l'atténuation dans le milieu étudié.

$$\alpha'd = \text{Log} \frac{S_a}{S_b}$$

La mesure du déphasage se fait comme précédemment.

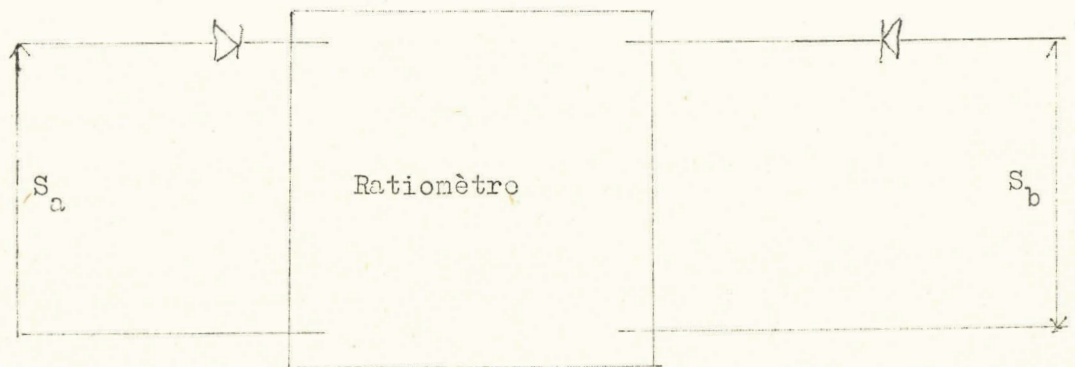


Fig. I6

Méthode III : Lorsque l'on dispose d'un atténuateur et d'un déphaseur étalonnés il est possible d'opérer suivant le schéma de la figure I7.

L'un des signaux, S_a par exemple, est déphasé et atténué et ensuite comparé au signal S_b . Les deux signaux sont additionnés et détectés. Quand le signal détecté est minimum, nous obtenons directement l'atténuation et le déphasage de l'onde.

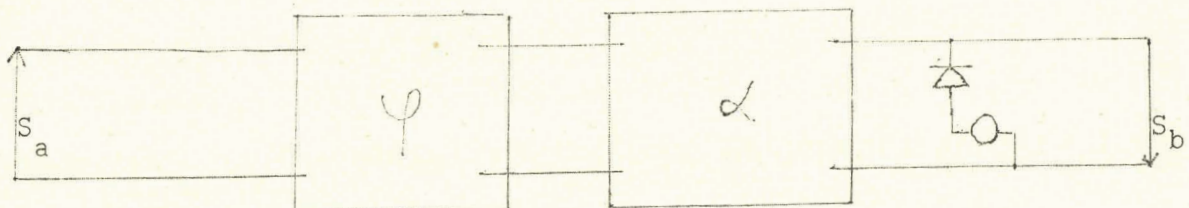


Fig. I7

Nous voyons que dans ces trois méthodes, la mesure de la composante réelle α' et de la composante imaginaire β' de la constante de propagation se fait séparément. Les méthodes décrites sont donc équivalentes à des méthodes de pont orthogonal.

Nous n'avons utilisé dans la suite de notre travail que les méthodes I et II car il est assez difficile dans la méthode III de réaliser un déphascur fonctionnant correctement dans une large bande de fréquence dans le domaine des ondes décimétriques.

II - RELATIONS PERMETTANT DE CALCULER LA PERMITTIVITE COMPLEXE D'UN DIELECTRIQUE

I) Méthode I : Mesure de l'atténuation et du déphasage à l'aide de la ligne de mesure.

Aux points a et b de la cellule de mesure, les signaux prélevés sont respectivement :

$$S_a = S_o$$

$$S_b = S_o e^{-\alpha'd} e^{-j(\beta'd + \pi)}$$

d étant la distance entre les points a et b.

Ces deux signaux sont additionnés en un point M de la ligne de mesure (fig. I8) situé à la distance l_I du point a et $L - l_I$ du point b. L étant la longueur de la ligne de mesure .

Le signal au point M est alors : $S_M = S_{aM} + S_{bM}$

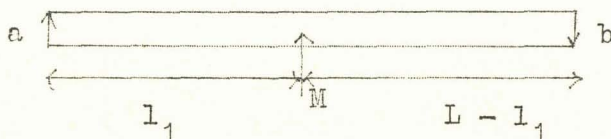


Fig. I8

$$S_M = S_o e^{-j\beta l_I} + S_o e^{-\alpha'd} e^{-j\{\beta'd + \beta(L - l_I) + \pi\}}$$

ou

$$S_M = S_o e^{-j\beta l_I} \left[1 + e^{\alpha'd} e^{-j\{\beta'd + \beta(L - 2l_I) + \pi\}} \right] \quad (I6)$$

Le signal prélevé par la sonde est détecté. La tension obtenue est proportionnelle à S_M .

$$V_M = k S_M \quad (17)$$

A partir des variations de la tension détectée V_M avec la longueur l_1 , il est possible d'obtenir α' et β' et de là ϵ' et ϵ'' .

A) Mesure de la composante réelle de la permittivité complexe

Pour déterminer le déphasage existant entre les deux points a et b de la cellule de mesure, nous allons considérer deux cas : nous supposons tout d'abord qu'il n'y a pas de diélectrique dans la cellule puis nous étudierons le cas où la cellule est remplie de diélectrique.

a) Détermination du déphasage en l'absence de diélectrique

La relation (17) s'écrit dans ce cas :

$$V_M = V_0 e^{-j\beta l_1} \left[1 + e^{-j\{\beta(L+d-2l_1)+\pi\}} \right]$$

La tension détectée sera maximum quand on aura :

$$\beta(L+d-2l_1) + \pi = \pm 2n\pi$$

$$\text{ou } L+d-2l_1 = \pm \frac{\lambda}{2} \text{ pour } n=0$$

Le minimum de la tension sera obtenu pour :

$$\beta(L+d-2l_1) + \pi = \pm (2n+1)\pi \quad (18)$$

$$\text{ou } L+d-2l_0 = 0 \text{ pour } n=0 \quad (19)$$

On constate donc que la position du premier minimum l_0 est indépendante de la fréquence.

Ceci n'est vrai que si les signaux recueillis en a et b sont déphasés de π l'un par rapport à l'autre.

La position du premier minimum à vide étant connue, nous allons calculer la position du premier minimum en présence de diélectrique.

b) Détermination du déphasage en présence de diélectrique dans la cellule

Dans ce cas, la formule (17) s'écrit :

$$V'_M = V_0 e^{-j\beta l'_1} \left[1 + e^{-\alpha'd} e^{-j\{\beta'd + \beta(L - 2l'_1) + \pi\}} \right]$$

ou $\alpha'd$ et $\beta'd$ sont l'atténuation et le déphasage de l'onde électromagnétique entre les deux points a et b.

Le signal détecté sera minimum quand on aura :

$$\beta'd + \beta(L - 2l'_1) + \pi = \pm (2n + 1)\pi \quad (20)$$

$$\text{ou } \beta'd + \beta(L - 2l'_1) = 0 \text{ pour } n = 0 \quad (21)$$

Le signal détecté sera maximum pour :

$$\beta'd + \beta(L - 2l'_1) + \pi = \pm 2n\pi$$

$$\text{ou } \beta'd + \beta(L - 2l'_1) = \pm \frac{\pi}{2}$$

Nous pouvons voir que la relation (21) est suffisante pour déterminer ϵ' mais dans ce cas, il faut connaître avec précision la fréquence et la longueur de la ligne de mesure. Il est plus précis d'obtenir directement ϵ' à partir des positions l_0 et l_1 relevées sur la ligne de mesure.

c) Relation entre ϵ' et les positions l_0 et l_1 des minima

Les formules (18) et (20) nous donnent directement l'indice de réfraction n .

$$\beta' d + \beta (L - 2 l_1) = \beta (d + L - 2 l_0)$$

$$\text{d'où } n = \frac{\beta'}{\beta} = \frac{2(l_0 - l_1)}{d} + 1 \quad (22)$$

Si le corps étudié présente de faibles pertes, nous pouvons écrire

$$\sqrt{\epsilon'} \approx n = \frac{2(l_0 - l_1)}{d} + 1 \quad (23)$$

La mesure de ϵ' ne fait donc intervenir que les positions des minima sur la ligne avec et sans diélectrique et la distance d entre les deux capteurs a et b. La position l_0 du premier minimum à vide ne dépend pas de la fréquence, rendant ainsi possible un étalonnage direct de la ligne de mesure en ϵ' dans le cas des faibles pertes. A chaque valeur de l_1 correspond une valeur ϵ' de la permittivité complexe quelque soit la fréquence de mesure.

B) Mesure de la composante imaginaire de la permittivité complexe

Pour mesurer ϵ'' , nous cherchons sur la ligne de mesure les valeurs maximum et minimum de la tension détectée quand la cellule est remplie de diélectrique.

Nous obtenons ces valeurs pour les positions du maximum et du minimum sur la ligne :

$$V_{\text{Max}} = V_0 e^{-j\beta l_1} (1 + e^{-\alpha' d})$$

$$V_{\text{Min}} = V_0 e^{-j\beta l_1} (1 - e^{-\alpha' d})$$

La somme et la différence de ces tensions donnent :

$$V_{\text{Max}} + V_{\text{Min}} = 2 V_0 e^{-j\beta l_1} \quad (24)$$

$$V_{\text{Max}} - V_{\text{Min}} = 2 V_0 e^{-j\beta l_1} e^{-\alpha' d} \quad (25)$$

Des équations (24) et (25) nous déduisons la valeur de la constante d'atténuation :

$$\alpha' = \frac{1}{d} \log \frac{V_{\text{Max}} + V_{\text{Min}}}{V_{\text{Max}} - V_{\text{Min}}}$$

ou, en introduisant le T.O.S. sur la ligne de mesure :

$$S = \frac{V_{\text{Max}}}{V_{\text{Min}}}$$

on obtient :

$$\alpha' = \frac{2,3}{d} \log \frac{S + 1}{S - 1} \quad (26)$$

ϵ'' est alors donné par la relation suivante :

$$\epsilon'' = 2nk = \frac{\alpha' \lambda}{\pi} n$$

ou en remplaçant α' par sa valeur :

$$\epsilon'' = \frac{2,3}{\pi d} \lambda n \log \frac{S + 1}{S - 1} \quad (27)$$

La formule (27) montre que ϵ'' dépend de la fréquence de mesure, de l'indice de réfraction du diélectrique étudié et du T.O.S. mesuré sur la ligne. Il n'est donc pas possible à fréquence variable de tracer une courbe d' ϵ'' en fonction de S. Nous voyons par contre que la détermination de l'atténuation se prête très bien à un étalonnage en fonction du T.O.S.

2) Méthode II : Mesure de l'atténuation à partir des tensions détectées V_a et V_b .

La méthode est ici remarquablement simple à appliquer. La détection est quadratique et en supposant les détecteurs identiques, les tensions détectées sont respectivement :

$$\text{en a : } |V_a| = V_0$$

$$\text{en b : } |V_b| = V_0 e^{-2\alpha'd}$$

Nous en déduisons l'atténuation :

$$\alpha' = \frac{2,3}{2d} \log \frac{|V_a|}{|V_b|} \quad (28)$$

Nous envisagerons dans l'étude de la précision de la mesure, le choix de la meilleure méthode pour déterminer l'atténuation d'une onde électromagnétique.

III - DESCRIPTION DE L'APPAREILLAGE UTILISE POUR LA MESURE DE LA PERMITTIVITE COMPLEXE .

1) Montage réalisé pour la mesure de la permittivité complexe suivant la méthode I .

Le schéma général du dispositif utilisé est donné par la figure 19. La cellule de mesure est reliée au générateur par un élément d'adaptation et terminée par une charge absorbante. Les capteurs de courant qui permettent de prélever un signal lié au champ électromagnétique sont reliés aux deux extrémités d'une ligne de mesure de T.O.S. par l'intermédiaire de deux atténuateurs servant d'éléments d'adaptation et de découplage. La sonde mobile du mesureur prélève un signal proportionnel à la somme vectorielle des signaux S_a et S_b . Le déplacement ℓ de la sonde et la valeur de la tension détectée permettent à partir des relations (20) et (24) de calculer la permittivité complexe d'un diélectrique.

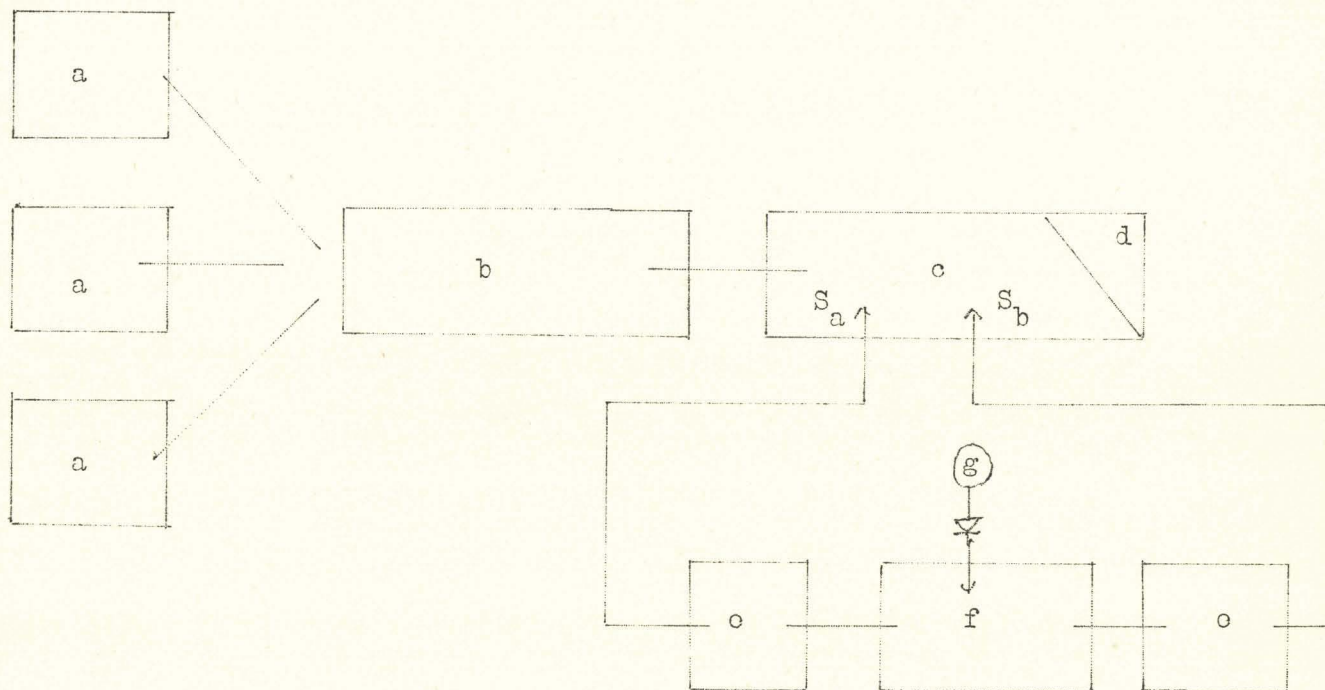


FIG. 19

Ce montage comprend :

- a) des oscillateurs couvrant la gamme de fréquences de 500 à 10000MHz.
Ce sont des générateurs Général Radio dans la bande 500 - 2000 MHz, un générateur Férisol 2000 - 4000 MHz ou des carcinotrons de type "O" qui permettent de couvrir la gamme de 1000 à 10 000 MHz.
- b) Un élément d'adaptation: ligne unidirectionnelle entre 2000 et 4000 MHz ou atténuateur Général Radio.
- c) La cellule de mesure et les capteurs de courant
- d) la charge adaptée
- e) deux atténuateurs Général Radio de 20, 10 ou 6 dB
- f) une ligne de mesure Général Radio
- g) un millivoltmètre Philips

2) Montage réalisé pour la mesure de l'atténuation par la méthode II .

Pour mesurer directement l'atténuation subie par l'onde électromagnétique se propageant dans le milieu étudié, les capteurs de courant a et b sont reliés à deux détecteurs comme l'indique la figure 20.

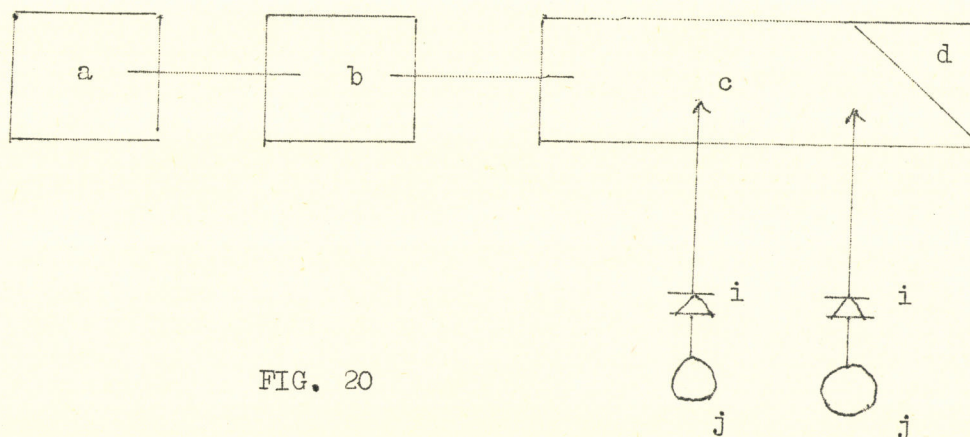


FIG. 20

Nous utilisons les memes éléments a,b,c,d du montage précédent.
Nous disposons en plus de :

- i) deux détecteurs Hewlett Packard à large bande apairés dans la gamme 2000 - 4000 MHz .
- j) deux millivoltmètres Philips pour mesurer les tensions détectées.
Les deux tensions détectées permettent de calculer ϵ'' à partir des relations (27) et (28) .

IV - CONTROLE ET VERIFICATION DE LA PRECISION DE L'APPAREILLAGE

1) Etalonnage de l'appareil de mesure

A) Etalonnage de la position ℓ_0 du minimum en fonction de la fréquence

La formule (17) montre que la position ℓ_0 du premier minimum à vide est indépendante de la fréquence. Pour connaître la position exacte du premier minimum et pour vérifier l'exactitude de la formule (19) nous avons relevé la position ℓ_0 en fonction de la fréquence.

Le tableau II et la courbe 10 donnent les résultats obtenus entre 1000 et 5000 MHz .

F GHz	ℓ_0 cm	F GHz	ℓ_0 cm
1	30,08	3	29,80
1,2	30,18	3,2	29,79
1,4	30	2,4	29,89
1,6	29,85	3,6	29,95
1,8	29,95	3,8	29,97
2	29,83	4	29,75
2,2	29,87	4,2	29,75
2,4	29,91	4,4	29,70
2,6	30,09	4,6	29,74
2,8	29,77	4,8	29,89

TABLERAU II

10 cm

courbe 10

F GHz

31

30

29



La position du minimum n'est donc pas tout à fait indépendante de la fréquence ; la variation autour de la valeur moyenne $l_0 = 29,85$ cm est due en partie à la mauvaise qualité de la charge dans le bas de la gamme de fréquences, à la dissymétrie des systèmes de détection et au déphasage introduit par les éléments annexes du montage : atténuateurs, transitions, câbles.

L'erreur de mesure sur le pointé de la position l_0 est négligeable par rapport aux autres causes que nous venons de citer.

La variation $\Delta l_0 = 0,48$ cm de la position l_0 est trop importante pour que l'on puisse considérer que l_0 est indépendant de la fréquence. Nous devons donc mesurer le déphasage subi par l'onde électromagnétique en tenant compte de la position réelle du minimum en l'absence de diélectrique dans la cellule.

B) Etalonnage de la distance "d" entre les capteurs a et b

La valeur exacte de la distance "d" séparant les deux capteurs de courant sera déterminée par la mesure du déphasage introduit par un corps dont la permittivité complexe est connue.

La formule (23) permet de calculer d

$$d = \frac{2(l_0 - l_1)}{\sqrt{\epsilon' - 1}}$$

Nous avons utilisé pour cette mesure l'acétone dont la permittivité diélectrique ϵ' est constante dans la gamme 1000 - 4000 MHz. La longueur électrique entre les deux capteurs a et b est $d = 3,89$ cm.

2) Etude expérimentale de la précision des mesures

Nous avons calculé dans le premier chapitre les erreurs provenant du coefficient de réflexion de la charge adaptée et de la dissymétrie des détecteurs. Ces erreurs sont dues à la mauvaise réalisation des conditions imposées par le principe de la mesure et ne peuvent être corrigées que par une réalisation soignée des éléments de la cellule.

Nous allons plus brièvement ici considérer les erreurs de mesure liées aux appareils utilisés dans les deux méthodes employées.

A) Précision sur la mesure de ϵ'

L'erreur sur la mesure de ϵ' vient principalement de la précision avec laquelle la position du minimum de tension sur la ligne est pointée. Nous pouvons facilement obtenir une précision de $1/10\text{nm}$ sur la position de ce minimum. Le calcul montre que l'erreur sur ϵ' est inférieure à 1% pour les corps ayant une permittivité supérieure à 10 et qu'elle diminue quand la permittivité augmente.

Par ailleurs l'étalonnage préalable de la position l'_0 du minimum de tension sur la ligne en l'absence de diélectrique élimine en partie les erreurs provenant des déphasages parasites dus aux éléments annexes de l'appareillage et de la dissymétrie des détecteurs.

Nous pouvons donc déduire de cette étude que l'erreur la plus importante viendra des défauts de l'appareillage et non de la mesure du déphasage.

B) Précision sur la mesure de ϵ''

Nous avons montré qu'il était possible de mesurer l'atténuation subie par une onde électromagnétique dans un milieu diélectrique de deux manières différentes. Le choix de la méthode de mesure dépendra de la précision que permettent d'obtenir ces deux méthodes.

Pour évaluer cette précision, nous avons tracé l'atténuation en fonction du T.O.S. mesuré sur la ligne (courbe 11) et en fonction du rapport des tensions détectées (courbe 12).

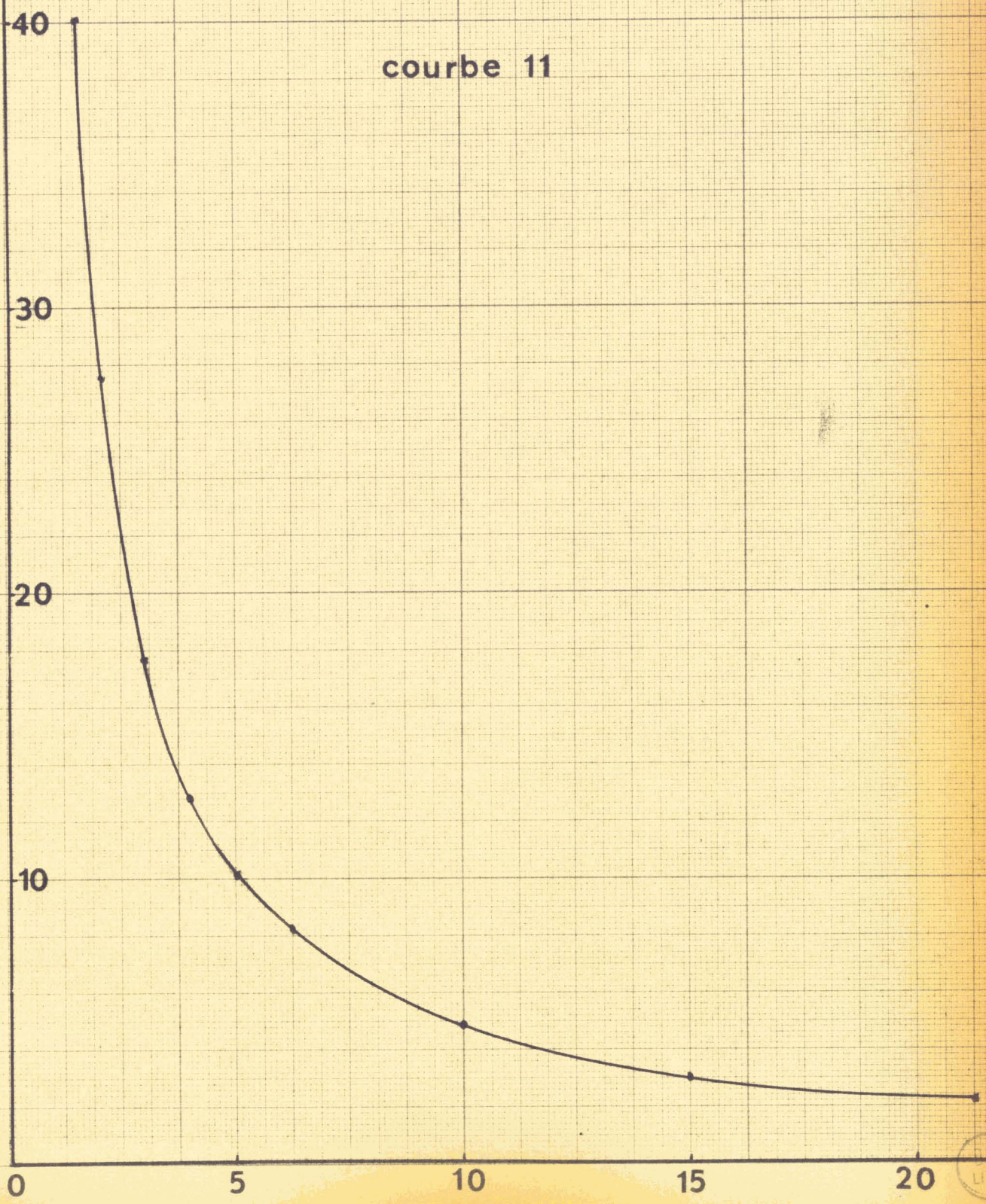
Nous pouvons constater sur ces courbes que :

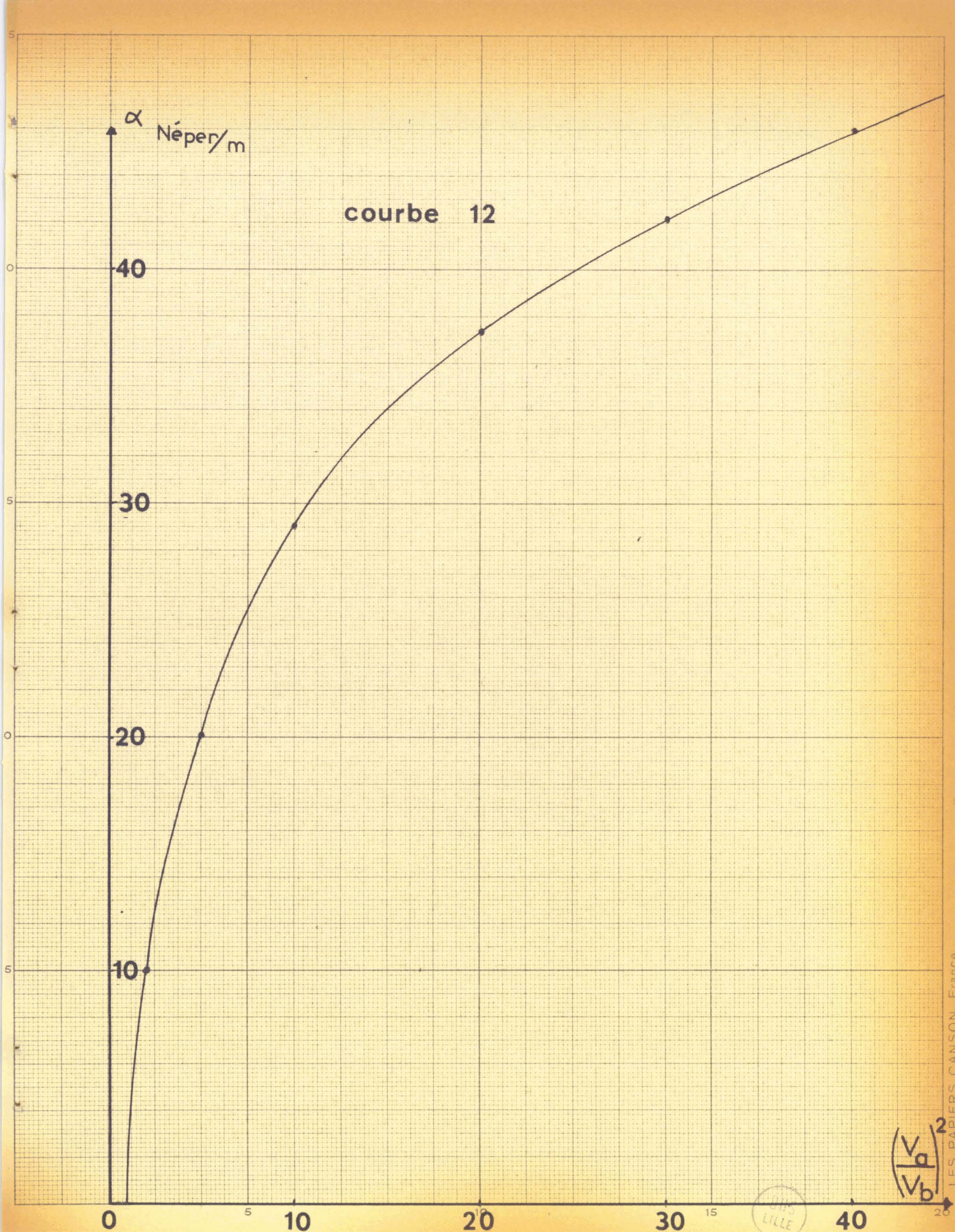
- Pour les faibles atténuations, la variation du T.O.S. est grande tandis que celle du rapport des tensions est faible.
- Pour les fortes atténuations, la variation du T.O.S. est faible tandis que celle des tensions est grande.

On peut donc en conclure que la méthode de mesure du T.O.S. est meilleure pour les corps à faibles pertes et que l'autre méthode convient mieux pour les corps à fortes pertes.

α Néper/m

courbe 11





Pour compléter notre étude, nous allons chercher les causes d'erreur dans les méthodes I et II et évaluer leur influence sur les mesures de l'atténuation.

a) Méthode I

Les erreurs sur la mesure de l'atténuation par la méthode du mesureur proviennent soit des appareils de mesure soit des différents éléments du montage. Il est facile de voir que les premières sont aisément calculables alors que les secondes sont difficiles à évaluer.

Le calcul d'erreur montre que l'erreur varie en fonction de $\frac{c \cdot d}{4 \kappa d}$; elle est minimum pour $\alpha = 25$ Neper/m. Elle est négligeable pour les valeurs moyennes de l'atténuation. Pour les fortes atténuations, la précision diminue notablement à cause de la variation exponentielle de l'erreur. Par ailleurs le F.O.S. mesuré est voisin de 1 et les réflexions parasites dues aux éléments du montage perturbent fortement les mesures.

b) Méthode II

La mesure de l'atténuation par le rapport des tensions détectées V_a et V_b donne une précision inférieure à la précédente sauf pour les fortes atténuations.

Cependant ici; la principale cause d'erreur provient de l'inégalité des détecteurs. Il est possible de corriger ce défaut soit par le calcul d'un terme correctif, soit par l'emploi d'un seul détecteur pour mesurer successivement les tensions V_a et V_b .

Nous pouvons dire que d'une manière générale, le choix de la méthode de mesure n'est essentiel que dans le cas de fortes pertes ou la méthode de la ligne de mesure est déconseillée. Dans la suite de notre étude, nous emploierons indifféremment l'une ou l'autre méthode.

Comme pour ϵ' la précision sur ϵ'' dépendra avant tout de la qualité de l'appareillage réalisé.

V - APPLICATION A LA MESURE DE LA PERMITTIVITE COMPLEXE DE QUELQUES SUBSTANCES LIQUIDES ET SOLIDES

Afin de contrôler et d'étudier les possibilités d'utilisation de l'appareillage réalisé, nous avons mesuré la permittivité complexe de quelques substances polaires : Dichloroéthane, Cyclohexanone, Acétone et Eau. Ces substances ont été choisies pour leurs caractéristiques largement différentes qui nous permettent de tester l'appareil et qui correspondent à celles des corps que nous pouvons étudier.

Nous pouvons ainsi nous rendre compte de la précision qu'il est possible d'obtenir avec notre appareillage et étudier les variations de la précision avec la permittivité complexe du corps mesuré.

Nous déterminerons ensuite la permittivité complexe de la poudre d'aluminium.

1) Mesure de la permittivité complexe de substances polaires

Pour connaître la permittivité complexe des quatre substances étudiées, nous avons mesuré le déphasage par la première méthode et l'atténuation en utilisant la deuxième méthode. Pour comparer les deux méthodes, l'atténuation de l'eau a été déterminée à la fois à partir du rapport des tensions détectées et du T.O.S. sur la ligne de mesure. Les formules (23), (27) et (28) donnent alors ϵ' et ϵ'' .

Pour toutes les substances étudiées, nous avons représenté les variations de ϵ' et ϵ'' en fonction de la fréquence.

Les résultats sont résumés dans le tableau III et portés sur les courbes suivantes :

Courbe 13 : Dichloroéthane

Courbe 14 : Cyclohexanone

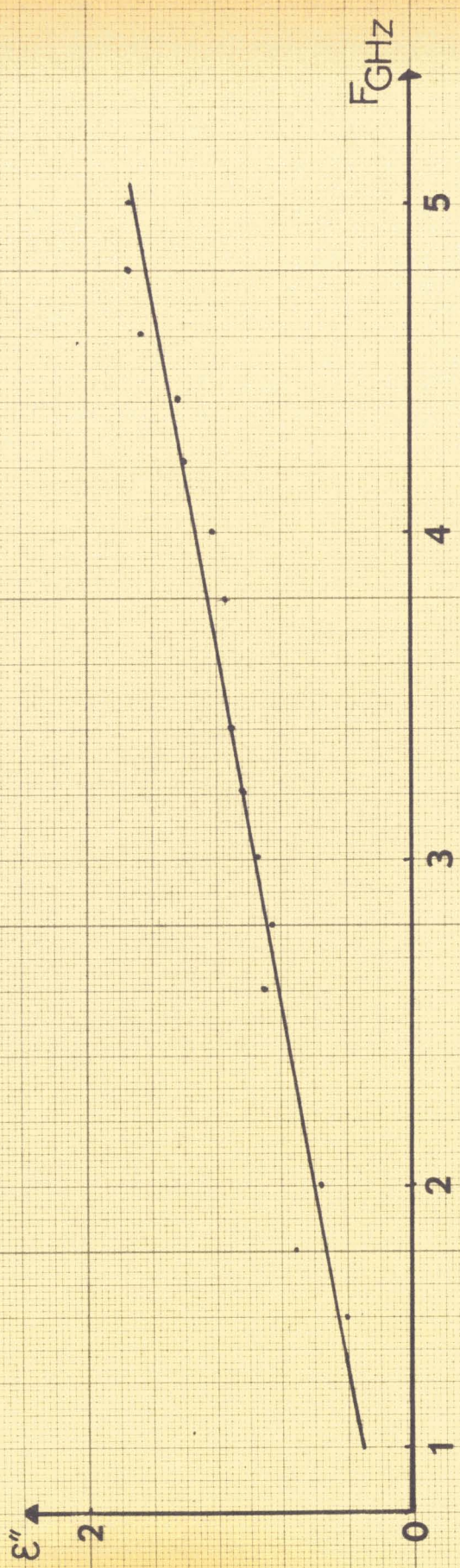
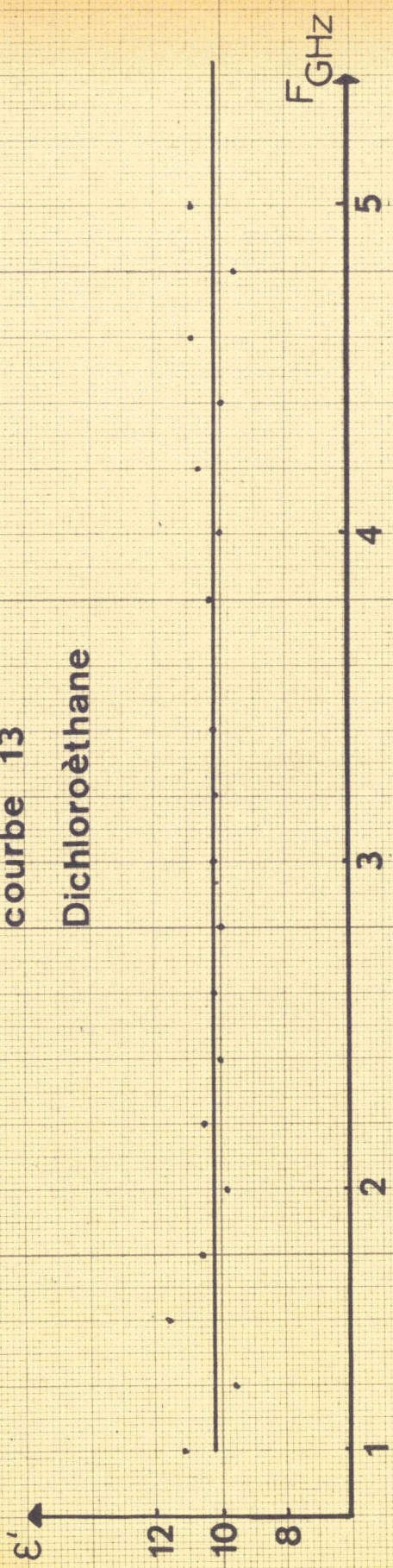
Courbe 15 : Acétone

Courbe 16 : Eau

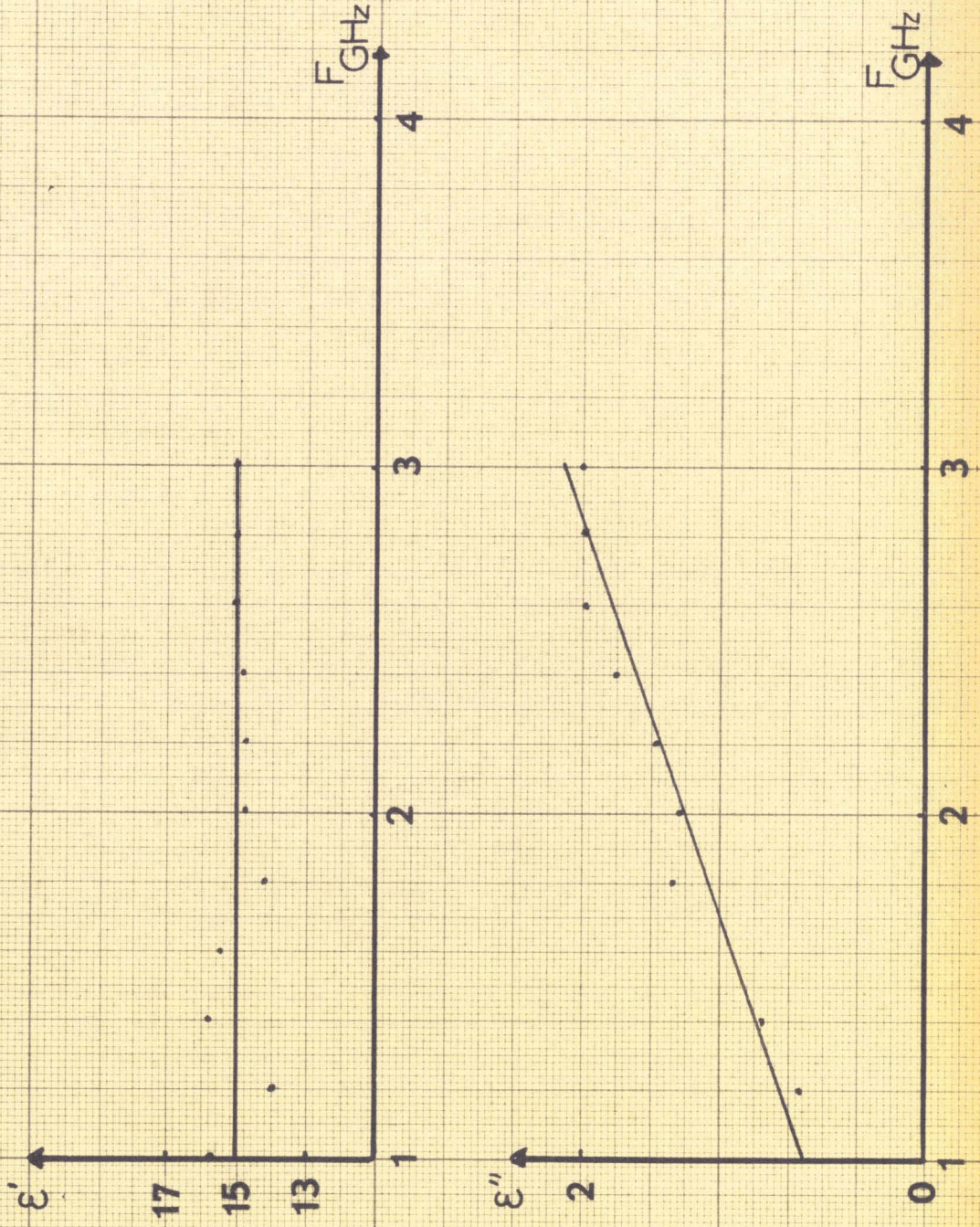
La mesure de la permittivité complexe des quatre corps nous permet de tirer les conclusions suivantes sur l'appareillage de mesure.

La précision sur ϵ' et ϵ'' dépend de la valeur de la permittivité complexe et des pertes du corps étudié.

courbe 13
Dichloroéthane

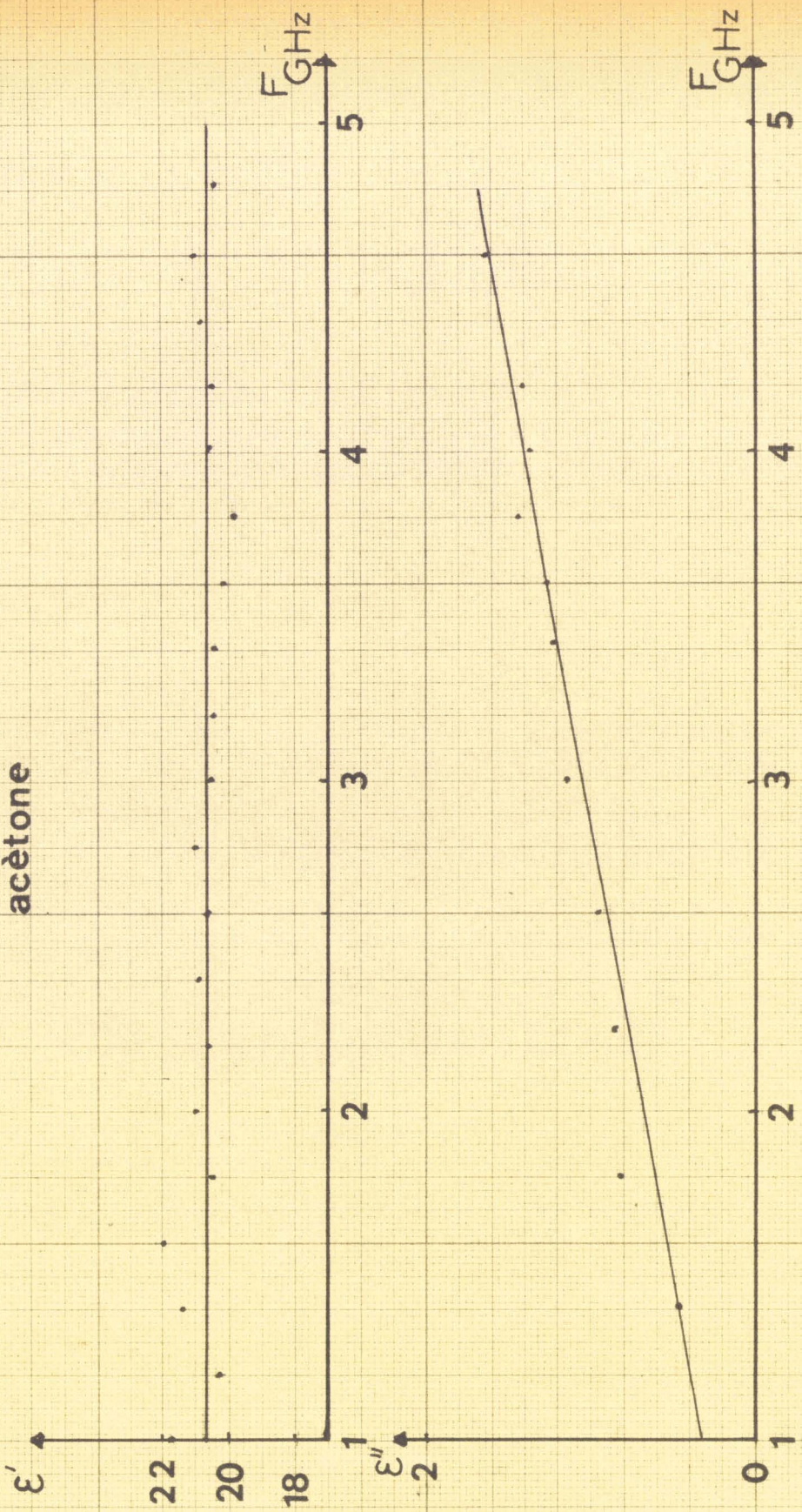


courbe 14
cyclohexanone

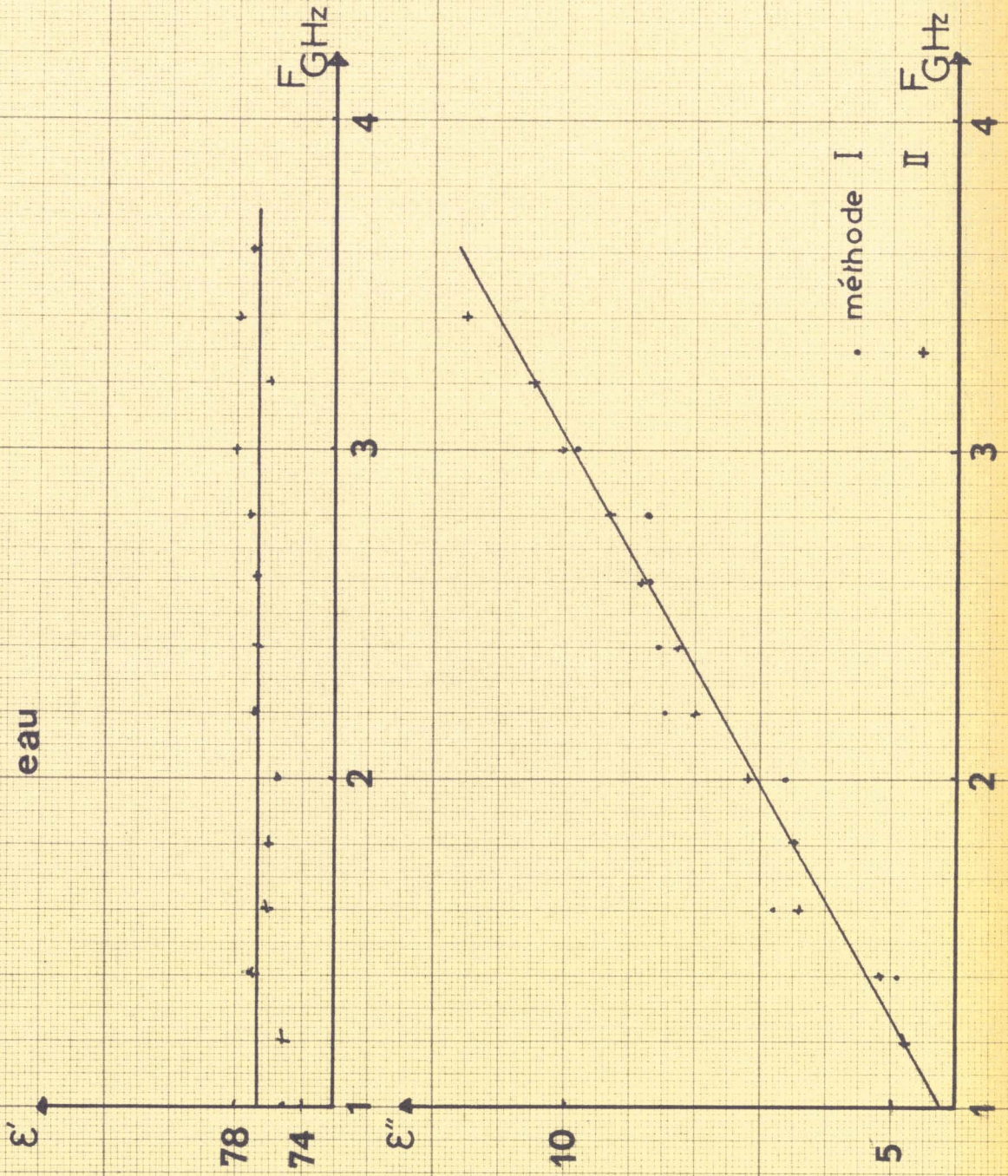


courbe 15

acétone



courbe 16
eau



T A B L E A U I I I

Corps étudié	Dichloroéthane	Cyclohexanone	Acétone	Eau
ϵ'	10,2	15	20,7	76,5
$\frac{\Delta \epsilon'}{\epsilon'}$	1GHz < F < 5GHz 10%	1GHz < F < 3GHz 7%	1 < F < 5GHz 6%	1GHz < F < 3GHz 2%
	2GHz < F < 4GHz 3%		2 < F < 4GHz 3%	
ϵ''	0,5 à 1,7	0,8 à 2	0,5 à 1,5	4,5 à 13
$\frac{\Delta \epsilon''}{\epsilon''}$	1GHz < F < 5GHz 25%	1GHz < F < 3GHz 16%	1GHz < F < 5GHz 26%	1GHz < F < 3,6GHz 10%
	2GHz < F < 4GHz 9%	F < 2GHz 8%	2GHz < F < 4GHz 10%	2 GHz < F < 3,6GHz 3%
tg δ	0,04 à 1GHz	0,05 à 1GHz	0,02 à 1GHz	0,06 à 1GHz
	0,17 à 5GHz	0,14 à 3GHz	0,09 à 5GHz	0,16 à 3GHz

La précision sur ϵ' et sur ϵ'' sera d'autant meilleure que le corps a une permittivité élevée. Par ailleurs, la courbe 17 montre que la méthode II est plus précise que la méthode I. Ceci provient en grande partie des éléments du montage entre la cellule et la ligne de mesure : transitions cables et atténuateurs de découplage qui introduisent des réflexions parasites et diminuent le niveau de la tension sur la ligne.

La limite supérieure de la gamme de fréquences correspond approximativement à un angle de pertes de 0,2 pour l'appareillage utilisé.

L'appareil fonctionne avec le maximum de précision dans la gamme 2 000 - 4 000 MHz. Pour les fréquences inférieures à 2000 MHz, la faible valeur de l'atténuation et le coefficient de réflexion de la charge adaptée diminuent la précision; en hautes fréquences, l'apparition des modes parasites et le faible niveau des signaux prélevés dans la cellule sont responsables du manque de précision. La précision sur ϵ' sera de l'ordre de 3% entre 2 000 et 4 000 MHz pour les substances dont la permittivité est supérieure à 10. La précision sur ϵ'' est de l'ordre de 5% pour les corps à fortes pertes et de 10% pour les corps présentant des pertes moyennes.

Cette précision peut paraître assez faible. Remarquons cependant que l'appareil permet la mesure de façon continue de ϵ^{\pm} dans une très large bande. Il est bien évident que dans cette bande, il existera toujours les fréquences "défavorables" où toutes les différentes causes d'erreur interviennent en même temps. En conséquence, on peut augmenter très sensiblement la précision de l'appareil en opérant dans une bande de fréquences plus restreinte ou mieux encore à fréquence fixe. Ainsi, une précision (à fréquence fixe) de l'ordre de 1% pour ϵ' et ϵ'' est parfaitement concevable.

2) Mesure de la permittivité complexe de la poudre d'Aluminium

Afin d'étudier le phénomène de cohérence dans les poudres 7 métalliques, nous avons mesuré la permittivité complexe de la poudre d'Aluminium dans le domaine des ondes décimétriques.

Les grains d'aluminium obtenus par réduction sont de forme et de dimension variées. Nous avons donc tamisé la poudre d'Aluminium et nous avons conservé les grains dont les dimensions étaient comprises entre 50 et 80 microns. Nous avons choisi ce calibre parce qu'il correspondait aux dimensions les plus courantes des grains d'aluminium.

L'aluminium étant en contact avec l'atmosphère se recouvre rapidement d'une couche d'alumine de faible épaisseur qui contient une plus ou moins grande quantité d'eau adsorbée.

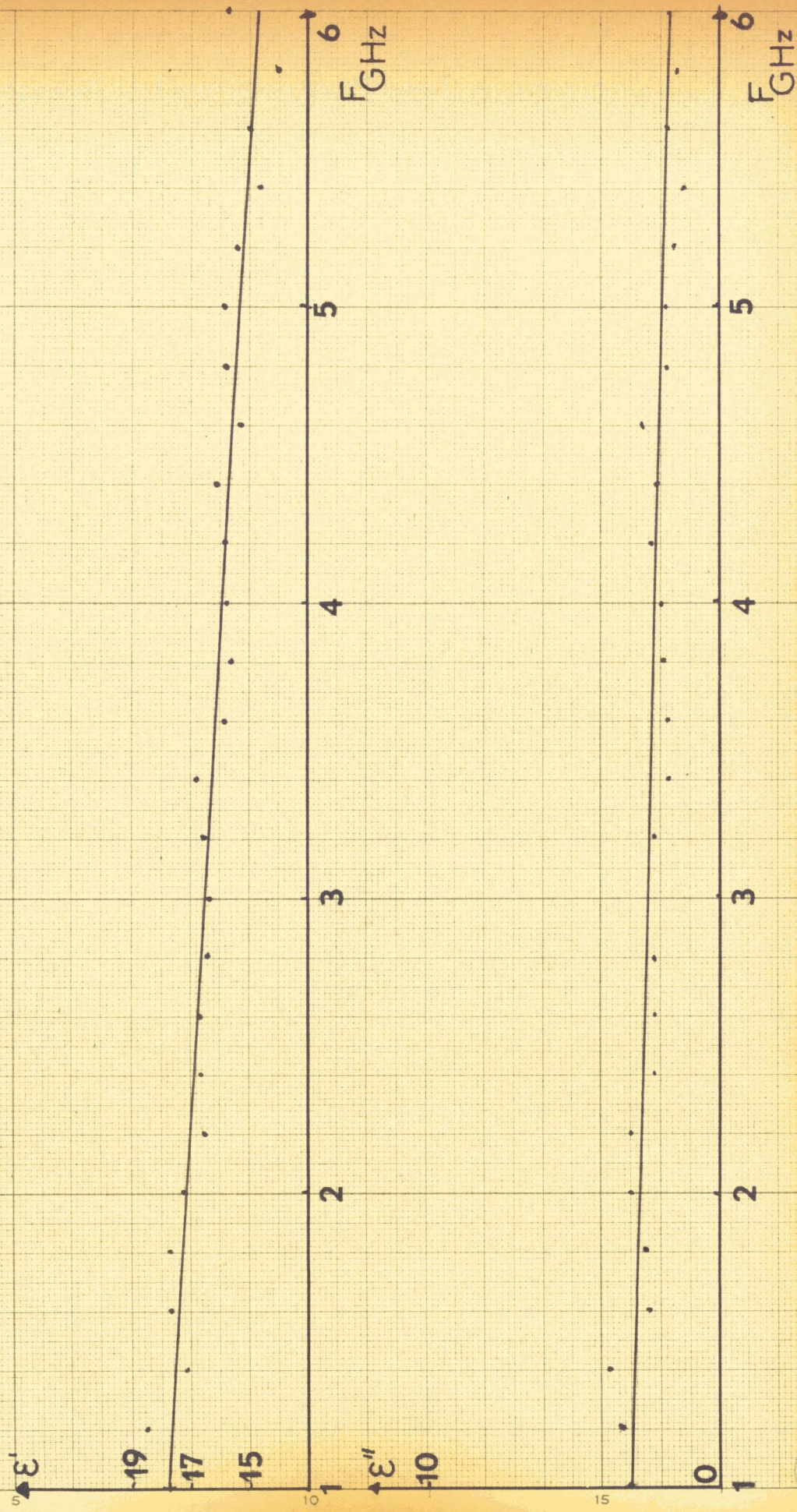
Pour avoir une répartition aussi homogène que possible de la poudre d'aluminium dans la cellule de mesure, celle-ci est introduite par petites quantités qui sont soumises chaque fois à une pression P.

Nous avons mesuré la permittivité complexe de la poudre d'aluminium soumise à une pression $P = 0,91 \text{ kg/cm}^2$ (courbe 17)

Nous constatons que ϵ' diminue en fonction de la fréquence et que ϵ'' ne varie pratiquement pas. Les pertes de la poudre d'aluminium sont moyennes.

La précision de la mesure est moins bonne que pour les substances liquides car il est difficile d'obtenir un tassement homogène dans toute la cellule de mesure.

courbe 17
aluminium



C H A P I T R E I V

TRACE AUTOMATIQUE DE LA COURBE D'ABSORPTION DE SUBSTANCES DIELECTRIQUES

Nous avons étudié dans les chapitres précédents une méthode de mesure de la permittivité complexe de substances diélectriques à partir de la détermination de la constante de propagation de l'onde électromagnétique qui se propage dans le milieu. Pour déterminer l'atténuation subie par l'onde, nous avons utilisé deux méthodes différentes.

Dans la première, on mesure les valeurs maximale et minimale de la somme vectorielle des deux signaux S_a et S_b provenant de la cellule

Dans la seconde, on mesure directement les signaux S_a et S_b

En partant de la dernière méthode, nous avons réalisé un appareillage permettant de tracer automatiquement la courbe d'absorption de substances diélectriques. La cellule de mesure ainsi que la charge adaptée et les systèmes de détection qui constituent la partie hyperfréquence de l'appareillage ont été décrits précédemment. A ces éléments vient s'ajouter un dispositif destiné à automatiser la mesure de l'atténuation. La partie électronique de cet appareillage a été réalisé par G. DUTRIEUX [8] et nous nous contentons ici d'en donner les caractéristiques essentielles. Nous exposons tout d'abord le principe proposé pour obtenir directement une information liée à l'atténuation subie par l'onde électromagnétique et décrivons ensuite les différents ensembles de l'appareil réalisé. Pour conclure, nous montrons quelques courbes caractéristiques d'absorption.

I - PRINCIPE DU TRACE AUTOMATIQUE DE LA COURBE D'ABSORPTION

Nous avons vu dans l'étude théorique de la mesure de l'atténuation que le rapport des tensions détectées en deux points a et b de la cellule est proportionnel à l'atténuation de l'onde électromagnétique se propageant dans la ligne de transmission. La détection étant quadratique, nous avons la formule suivante :

$$\frac{V_b}{V_a} = e^{-2\alpha d}$$

Il est donc possible d'obtenir la courbe de l'absorption diélectrique en fonction de la fréquence en mesurant le rapport V_b/V_a .

La construction d'un appareil qui donne une information proportionnelle au rapport des deux tensions est une solution valable mais difficile à mettre en oeuvre. Nous avons la possibilité d'employer une méthode beaucoup plus simple. Nous maintenons constant le niveau de la tension détectée V_a et la valeur de la tension détectée V_b donne alors directement une information liée à l'atténuation de l'onde électromagnétique dans le corps étudié.

La réalisation de cette méthode nécessite l'utilisation d'un oscillateur dont la puissance émise et la fréquence sont facilement réglables. Nous pouvons ainsi par un servomécanisme convenable maintenir constant le niveau de la tension sur le premier détecteur mais la faiblesse des signaux détectés rend nécessaire l'emploi d'amplificateurs continus de gain élevé et par conséquent difficiles à réaliser.

Nous avons préféré adopter une solution dont le principe est illustré par la figure ci-dessous :

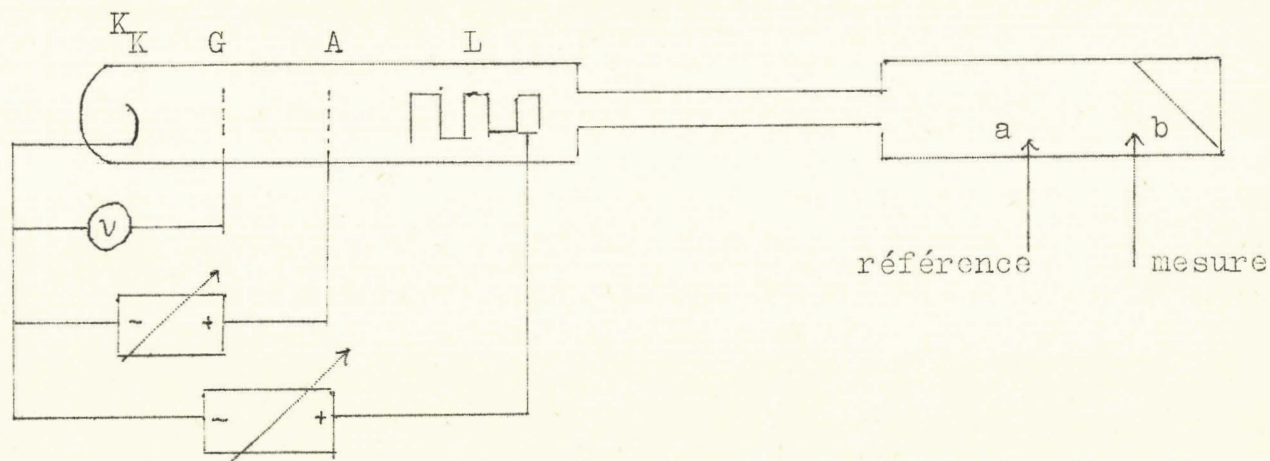


Fig. 21

L'oscillateur est un carciotron du type "O" dont on peut régler la fréquence en modifiant la tension ligne cathode et la puissance en modifiant la tension grille-cathode.

L'appareillage réalisé fonctionne de la manière suivante : le carcinotron étant bloqué, nous appliquons entre la grille G et la cathode K une tension rapidement croissante. La puissance de l'onde électromagnétique émise s'élève à partir d'une valeur nulle et il en est de même des signaux recueillis en a et b. Au moment où la tension détectée V_a atteint une valeur prédéterminée, la tension V_b est observée sur l'écran d'un oscilloscope. Un dispositif permet alors de bloquer à nouveau le carcinotron. Nous modifions ensuite la tension ligne c'est-à-dire la fréquence du carcinotron et le cycle précédent se reproduit.

Pour obtenir ce résultat, nous avons utilisé un appareillage électronique qui associé à la cellule de mesure constitue un traceur automatique de courbes d'absorption diélectrique.

II - DESCRIPTION DE L'APPAREILLAGE REALISE

Le traceur automatique de courbes d'absorption diélectrique comprend un appareillage hautes fréquences et les différents ensembles électroniques utilisés pour la stabilisation de la puissance et le balayage en fréquence du carcinotron (planche IV). Nous décrirons successivement :

- a) le générateur de modulation grille
- b) les amplificateurs alternatifs
- c) le discriminateur de niveau (Trigger)
- d) le dispositif d'effacement
- e) la base de temps ligne

a) Générateur de modulation grille

La variation de la puissance émise par le carcinotron est obtenue par un générateur dont la tension est appliquée entre la grille et la cathode du carcinotron. La forme de la tension de modulation grille doit obéir aux impératifs suivants :

- . Introduire le minimum d'erreur dans la transmission du signal détecté aux amplificateurs.
- . Provoquer un déclenchement "franc" du discriminateur de niveau
- . Avoir un temps de montée suffisamment faible pour que les différents retards dus au montage ne soient pas perceptibles.

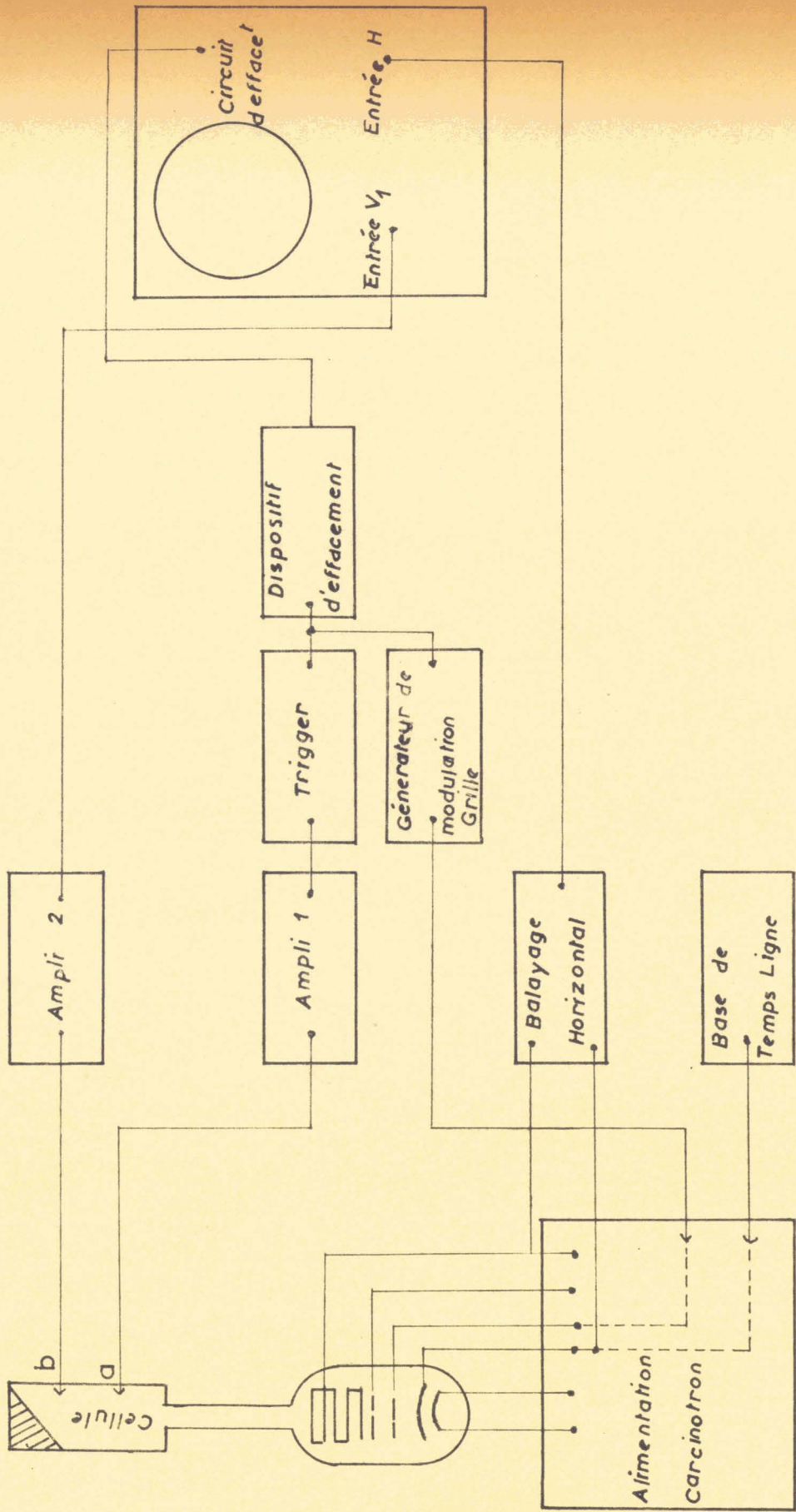


Planche IV

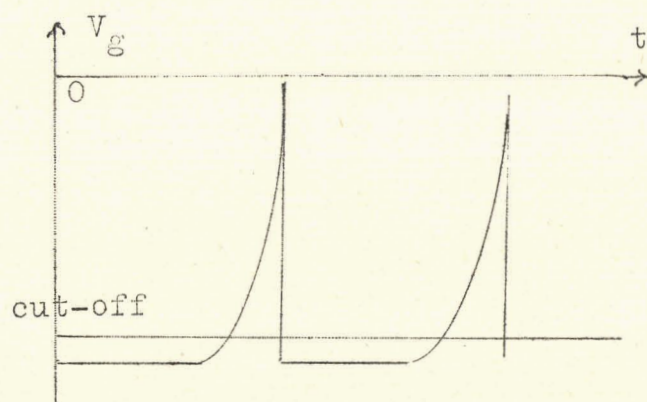


Fig. 22

Ces conditions sont satisfaites par le choix d'une tension variant d'une façon sensiblement parabolique dont le rapport cyclique est $1/10$ (fig. 21) la grille du carcinotron est initialement polarisée en dessous de la tension de blocage pour que la puissance émise soit croissante à partir d'une valeur nulle.

La fréquence de la modulation grille est 500 Hz. Elle a été choisie en fonction des retards introduits par les éléments du montage. Ces retards sont de l'ordre de la microseconde.

b) Amplificateurs alternatifs

Le niveau des tensions détectées en a et b est très faible (de l'ordre du mV). Il est donc nécessaire de les amplifier afin de les observer à l'oscilloscope. La modulation de la puissance émise par le carcinotron entraîne une modulation des tensions détectées. On peut donc utiliser des amplificateurs alternatifs.

Les deux amplificateurs réalisés sont de conception identiques et ils ne diffèrent que par leur gain en tension. Les caractéristiques communes à ces deux amplificateurs sont les suivantes :

- . bande passante 560 kHz
- . niveau de bruit ramené à l'entrée avec le détecteur connecté $6\mu\text{V off}$.

Ce faible niveau est nécessaire car les tensions détectées sont très faibles quand les corps étudiés ont des fortes pertes.

L'amplificateur de la tension V_b a un gain de 200, 500 ou 1000 qui permet de tenir compte des pertes présentées par le corps étudié. La tension de sortie est ensuite appliquée aux plaques de déviation verticale d'un oscilloscope. L'amplificateur de la tension V_a a un gain fixe égal à 435 ; il est suivi du discriminateur de niveau.

c) Discriminateur de niveau

Le discriminateur de niveau commande à la fois le retour de la tension de modulation grille à sa valeur la plus basse et le dispositif d'effacement de la trace sur l'oscilloscope. Le seuil de déclenchement du "Trigger" est variable à l'entrée de l'amplificateur. Il peut provoquer le blocage du carciotron pour une tension V_a égale à 1,2 ou 5mV.

d) Dispositif d'effacement

Le dispositif d'effacement est un montage bistable dont le basculement est commandé par des impulsions négatives provenant d'une part du discriminateur de niveau et d'autre part de l'ensemble de modulation grille. Les premières provoquent le passage du bistable dans la position effacement et les secondes dans la position utilisation. La tension délivrée par le dispositif d'effacement est appliquée au wehnelt de l'oscilloscope.

e) Base de temps ligne

La variation de la fréquence du carciotron est obtenue au moyen d'une tension en dents de scie appliquée entre la cathode et la ligne du carciotron. La fréquence de balayage de la tension ligne varie entre 0,15 et 5Hz de façon continue. Ceci permet d'obtenir une courbe de bonne continuité sur l'écran de l'oscilloscope et d'observer des variations rapides de l'absorption diélectrique.

Un signal proportionnel à la tension ligne est appliquée à l'entrée verticale de l'oscilloscope. Nous obtenons ainsi sur l'écran de l'oscilloscope la variation de la tension V_b en fonction de la fréquence.

III - COURBES D'ABSORPTION DE QUELQUES SUBSTANCES DIELECTRIQUES

Afin de vérifier les possibilités de notre appareillage, nous avons relevé la courbe d'absorption de quelques substances diélectriques sur l'écran d'un oscilloscope.

Pour observer les courbes, nous avons utilisé un oscilloscope Tektronix type 536 équipé du tiroir "CA" en Y et du tiroir "L" en X. La fréquence de mesure était déterminée au moyen d'un ondomètre à transmission branché en dérivation entre le carcinotron et la cellule de mesure. La tension de sortie détectée est appliquée à la deuxième voie Y de l'oscilloscope. Le pipe observé sur l'écran correspond à la fréquence de mesure.

Les oscillateurs utilisés sont des carcinotrons de type "O" couvrant la gamme 1 000 - 10 000 MHz. Les courbes d'absorption que nous donnons ici ont été tracées dans la gamme 2 000 - 3 000 MHz .

Nous pouvons voir que la mesure de la tension V_b et la détermination de l'atténuation sont faciles à effectuer. En effet, le gain des amplificateurs et le seuil de déclenchement du Trigger sont connus ainsi que les gains des amplificateurs de l'oscilloscope.

De cette mesure, nous ne pouvons déduire la valeur de ϵ'' car l'appareillage ne permet pas de déterminer ϵ' . Nous pouvons par contre, en connaissant la fréquence de mesure, calculer l'indice d'extinction k .

Le tableau IV donne les résultats déduits des courbes tracées en l'absence de diélectrique, avec le dichloroéthane, le cyclohexanone, l'eau.

Corps étudié	Fréquence	V_a	V_b	α Noper/m
Air Photo 1	Ondomètre F = 2830MHz 2490-3140MHz	5mV	5mV	
Dichloroéthane Photo 2	2490 MHz 3140 MHz	5mV	2,7mV 1,6mV	7,7 14,2
Cyclohexanone Photo 3	2490 MHz 3140 MHz	5mV	2,2 mV 0,9 mV	10,2 21,4
Eau Photo 4	2050 MHz 2600 MHz	1 mV	0,4mV 0,06mV	13,1 35

T A B L E A U IV

La précision que l'on peut avoir sur la mesure de la tension V_b est de l'ordre de 4% ; elle sera moins bonne pour les faibles tensions détectées comme nous le voyons dans le tracé de la courbe d'absorption de l'eau.

L'appareillage que nous avons étudié permet d'obtenir rapidement une information sur les pertes présentées par les substances diélectriques. Cette information est obtenue directement et sans utiliser un matériel important.

L'appareil peut ainsi être d'un très grand intérêt pour l'étude des variations de l'atténuation en fonction de paramètres physiques tels que la pression, la température, un champ électrique B.F. appliqué. On observe ainsi directement l'influence de ces différents paramètres dès leur application.

L'appareillage est utilisable quelque soit la fréquence de mesure puisque l'ensemble électronique est indépendant de la fréquence et de l'appareillage hyperfréquence. Il suffit de posséder un oscillateur dont la puissance et la fréquence sont facilement réglables.

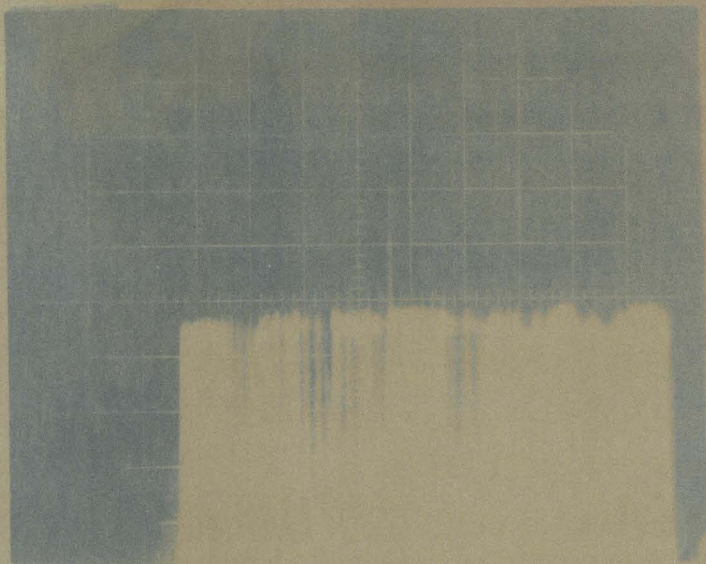


Photo 1

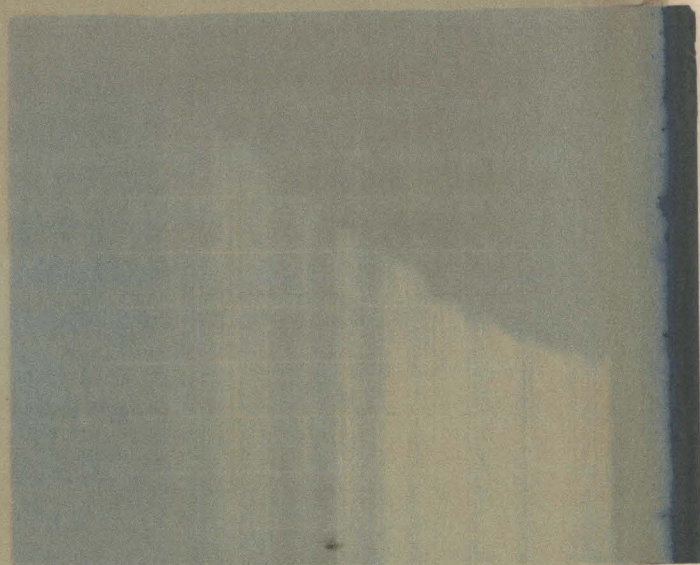


Photo 2 Dichloroethane

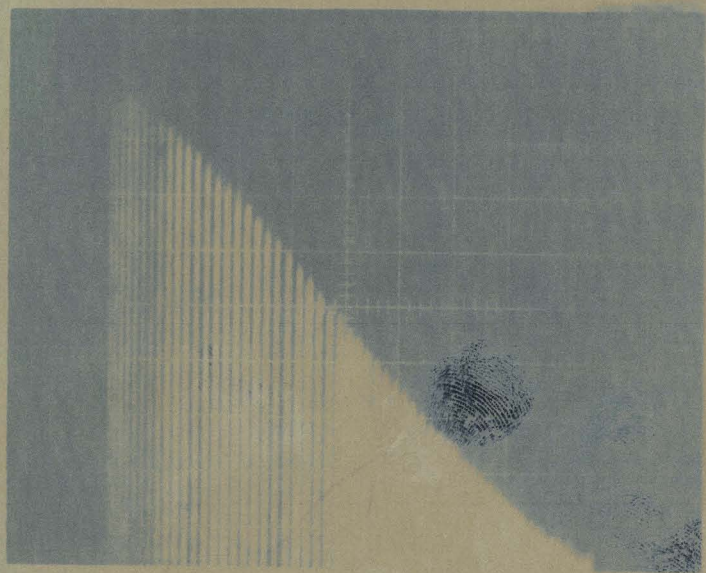


Photo 3 Cyclohexane

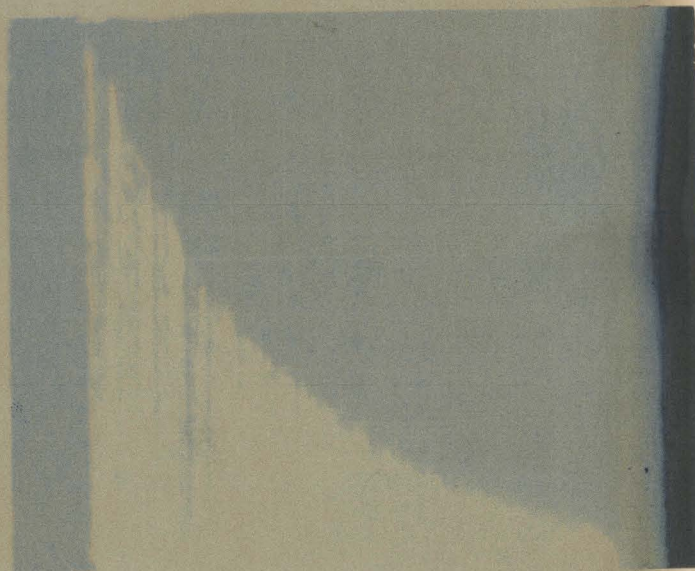


Photo 4 Eau

C O N C L U S I O N

L'étude continue, dans une très large bande de fréquences, de la permittivité complexe des corps solides et liquides nous a conduit à la mise au point d'une nouvelle méthode de mesure. Cette méthode est basée sur la détermination de l'atténuation et du déphasage subis par l'onde électromagnétique dans le milieu diélectrique étudié.

Sur ce principe, nous avons construit un appareillage comportant une cellule de mesure munie de deux capteurs de courant et terminée par une charge absorbante. Si le principe proposé est simple, la réalisation technique s'est révélée assez difficile et a demandé beaucoup de soins pour obtenir une précision convenable. En étudiant quelques substances liquides et solides nous avons pu constater que les possibilités de l'appareillage ainsi que sa précision dépendaient de la valeur de la permittivité complexe et des pertes du corps étudié. Nous avons aussi réalisé un traceur automatique de courbes d'absorption permettant de visualiser l'atténuation de l'onde électromagnétique dans le milieu diélectrique.

Nous constatons en comparant aux méthodes classiques que l'emploi de l'appareillage est plus facile et que les mesures et les calculs sont plus simples. La détermination de la constante de propagation au sein même de la substance supprime en partie les inconvénients présentés par la mesure du coefficient de réflexion.

Avec un tel dispositif, il est possible d'étudier l'influence de différents paramètres tels que la pression, la température, le champ électrique continu ou B.F sur la permittivité d'un diélectrique sans modification importante de l'appareillage. Grâce au traceur automatique, on peut en suivre l'évolution sur l'écran d'un oscilloscope.

La méthode peut être utilisée sans aucune difficulté à d'autres fréquences, en particulier en ondes centimétriques. Actuellement un appareil entièrement automatisé fonctionnant sur ce principe dans la bande des 3cm est en cours d'étude au laboratoire.

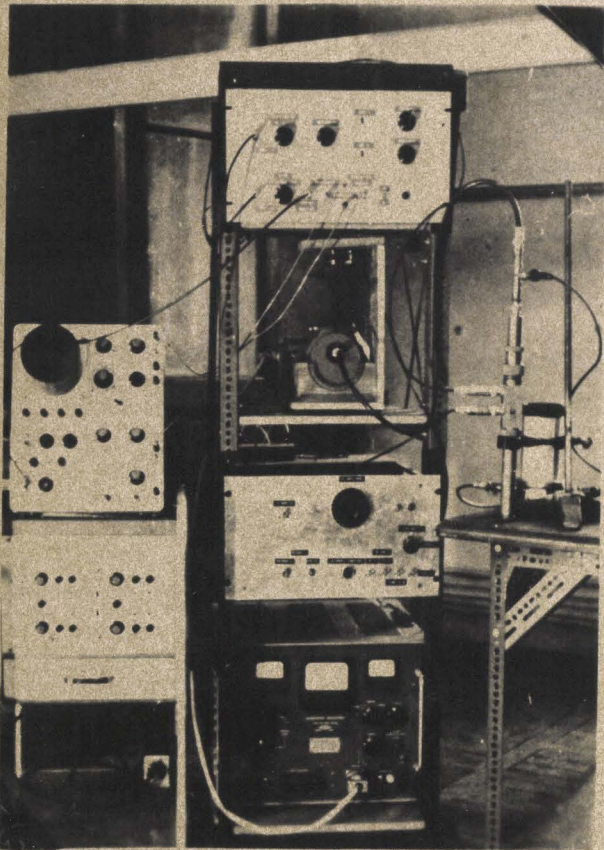
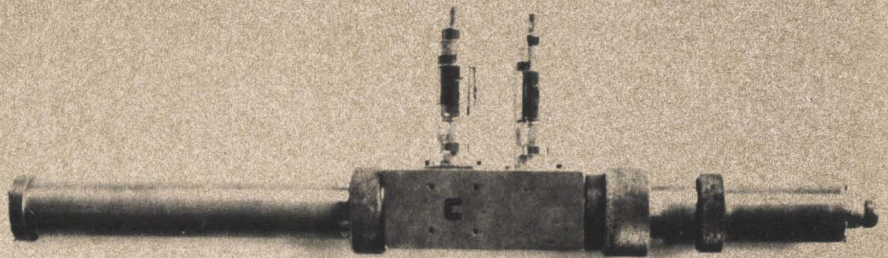


Photo 7
Ensemble de l'appareillage
automatique

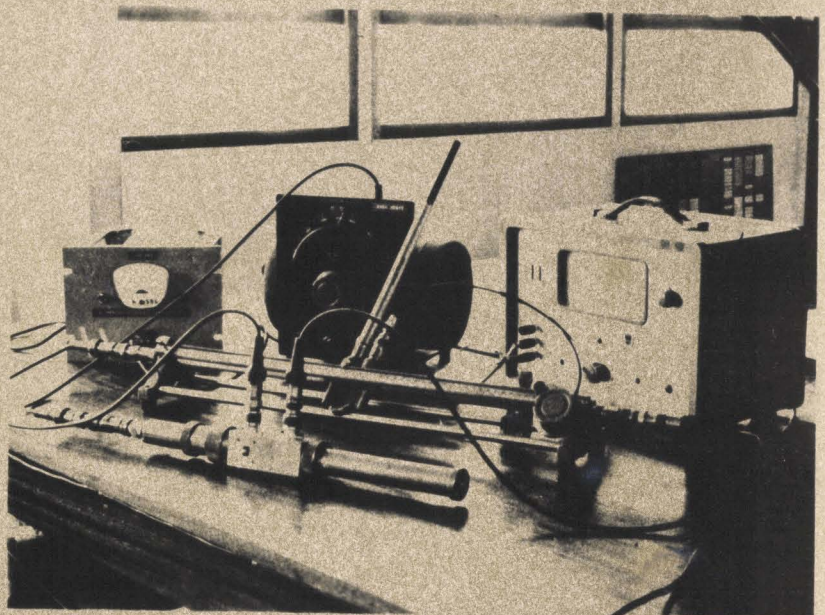
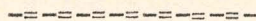


Photo 6
Appareil de mesure
Méthode 1

B I B L I O G R A P H I E



- 1 - A. LEBRUN Méthodes de mesure de la permittivité complexe des diélectriques du continu à l'infra-rouge
- 2 - R. WHINNERY Fields and waves in Modern Radio WILEY
- 3 - G.SALMER, E.CONSTANT, M.LEFEBVRE, 1964, C.R. Acad. Sci. t. 259, 3193
- 4 - R.N. GHOSE Microwave circuit theory and analysis Mc GRAW HILL 1963
- 5 - G.SALMER, E.CONSTANT, A.LEBRUN, 1963 , XII Colloque Ampère Bordeaux
- 6 - F.C. DE RONDE, 1964, Trans. I.E.E.E. , M.T.T. I2-I, II2
G. GOUDET, P.CHAVANCE, Ondes centimétriques CHIRON
- 7 - G.SALMER, Thèse de Doctorat d'Etat (à paraître) Lille
- 8 - G.DUTRIEUX, Diplôme d'Etudes Techniques Supérieures 1964 Lille

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	I
CHAPITRE I - Principe proposé pour la mesure de la permittivité complexe	2
I - Introduction	2
II - Principe de la méthode de mesure	3
1) Propagation d'une onde T.E.M. dans un milieu diélectrique	3
2) Principe de la mesure de la constante de propagation	5
III - Influence de la réflexion de l'onde électro- magnétique et de la dissymétrie des signaux sur la précision	7
1) L'onde n'est pas parfaitement progressive	7
2) Les signaux a et b ne sont pas rigoureusement proportionnels au champ électromagné- tique	II
3) Conclusion	I3
CHAPITRE II - Réalisation de l'appareillage de mesure	I5
I - Choix de la gamme de fréquences	I5
II - Production d'une onde électromagnétique pro- gressive dans un milieu diélectrique	I6
III - Prélèvement d'un signal proportionnel au champ électromagnétique	22
1) Signal proportionnel au champ électrique	22
2) Signal proportionnel au champ magnétique	24
3) Signal proportionnel au courant de paroi	25
IV - Réalisation technique de l'appareillage de mesure	30

CHAPITRE III - Mesure de la permittivité complexe de quelques substances diélectriques. 32

I - Principe général de la méthode utilisée 32

II - Relations permettant de calculer la permittivité complexe d'un diélectrique . . 34

III - Description de l'appareillage utilisé pour la mesure de la permittivité complexe 40

IV - Contrôle et vérification de la précision de l'appareillage 42

V - Application à la mesure de la permittivité complexe de substances liquides et solides 46

CHAPITRE IV - Tracé automatique de la courbe d'absorption de substances diélectriques 50

I - Principe du tracé automatique de la courbe d'absorption 50

II - Description de l'appareillage réalisé . . 52

III - Courbes d'absorption de quelques substances diélectriques 54

CONCLUSION 58

BIBLIOGRAPHIE 60



S E C O N D S U J E T

ETUDE DE QUELQUES ASPECTS ACTUELS
DU CONTACT METAL - METAL

Présenté à Lille, le 6 Juillet 1965
devant la commission d'examen

Vu et permis d'imprimer
Lille, le

Le Recteur
de l'Académie de Lille
G.DEBEYRE

Vu et approuvé
Lille, le

Le Doyen
De la Faculté des Sciences
de Lille
J.TILLIEU