

Buu 20208062

50376
1971
172

Diplôme d'Etudes Approfondies
de Sciences Physiques

Mention : ELECTRONIQUE

CONTRIBUTION à L'ETUDE des RESONATEURS
EN ANNEAU EN STRUCTURE MICROSTRIP

par

Jean-Paul PARNEIX

Ingénieur ENREA



LILLE, le 13 Juillet 1971

S O M M A I R E

I. RAPPELS

- a. Stripline
- b. Microstrip
- c. Microslot

I.1. Propriétés des lignes microstrip

- a. Impédance caractéristique
- b. Longueur d'onde sur la ligne

II. CHOIX DE LA STRUCTURE RESONNANTE

II.1. Les différentes structures

II.2. La cavité annulaire

- a. Condition de résonance
- b. Couplage
- c. Coefficient de qualité

II.3. Mesure sur les cavités

- a. Principe de la mesure
- b. Résultats expérimentaux

III. INTEGRATION DES COMPOSANTS ACTIFS

III.1. Rappels sur les Diodes ATT et les varactors. Principe de la wobulation

III.2. Calcul de la fréquence de résonance

III.3. Détails du circuit et de la monture

III.4. Résultats expérimentaux

- a. Diode varactor en wobulation
- b. Oscillateur utilisant une ATT
- c. Oscillateur ATT Varactor en wobulation

INTRODUCTION

Depuis quelques années déjà, de nouvelles lignes de propagation sont apparues dans le domaine des hyperfréquences ^{(1),(2)} : les structures microbande de type "Stripline", ou Microstrip et les structures Microslot.

Ces structures, de réalisation technologique simple et de faible encombrement, sont destinées, dans un avenir proche, à supplanter les structures traditionnelles de type guide d'onde ou coaxial, notamment dans tous les domaines où les caractéristiques de poids et d'encombrement sont primordiales (Aéronautique).

L'intérêt porté à cette nouvelle forme de ligne de transmission s'est trouvé accru par l'apparition de dispositifs actifs à semiconducteur de type diode à avalanche ou diode Gunn, lesquels sont facilement intégrables dans la structure microbande, et permettent ainsi la réalisation d'ensembles compacts d'encombrement réduit et de faible poids.

L'étude que nous avons entreprise ici montre quelques unes des propriétés des structures résonnantes en Microstrip, lesquelles, associées à une ou plusieurs diodes à avalanche, nous ont permis de réaliser et d'expliquer le fonctionnement d'un oscillateur hyperfréquence wobulé.

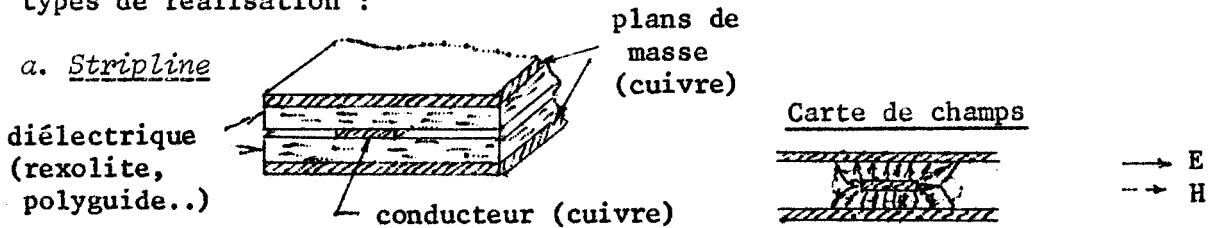
La première partie de notre travail a consisté à rechercher les paramètres géométriques du résonateur permettant d'obtenir des caractéristiques de couplage et de coefficient données.

Dans une seconde partie nous avons abouti à la réalisation d'un oscillateur dont nous avons auparavant déterminé les caractéristiques théoriques.

Dans une troisième partie, après avoir exposé les conclusions de notre travail, nous envisageons les possibilités d'ouvrir le champ d'application de ces circuits.

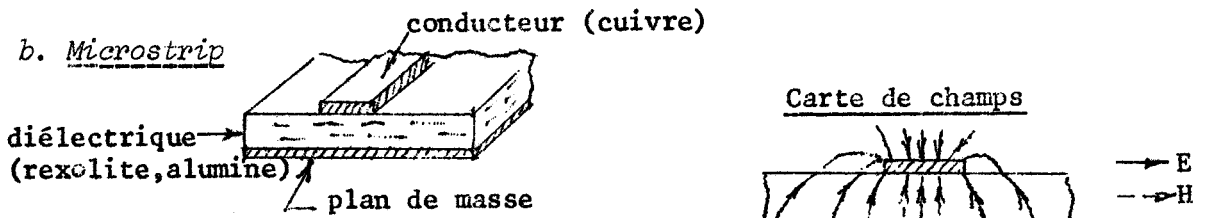
I. RAPPELS

Dans la structure microbande, on peut envisager trois grands types de réalisation :



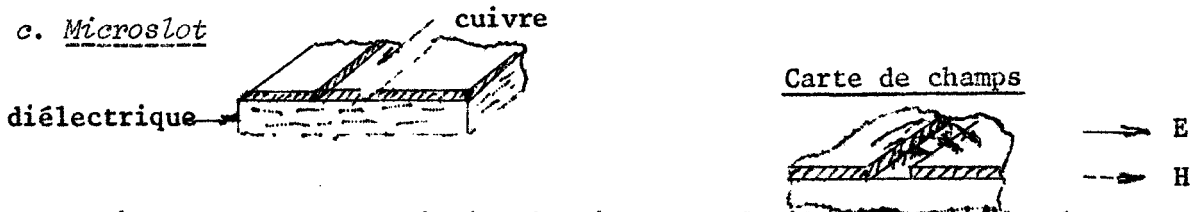
- l'avantage d'une telle structure est que, du fait du blindage constitué par les deux plans de masse, les pertes par radiation sont pratiquement négligeables.

- l'inconvénient réside dans la difficulté d'insérer des composants actifs dans cette structure.



- l'avantage de la structure microstrip est qu'elle permet d'insérer facilement des composants actifs.

- Par contre les pertes par rayonnement peuvent devenir importantes. On pourra réduire cet inconvénient en utilisant un diélectrique d' ϵ_r assez grand (alumine par exemple), ou ne pas travailler à trop haute fréquence.



- De même que pour le stripline il n'est pas facile d'incorporer des composants actifs dans la structure Microslot. De plus la technologie est ici plus délicate, les bords devant être plus francs.

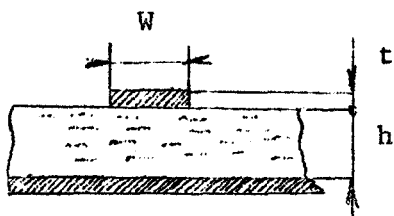
Ces trois structures sont d'une réalisation technologique identique soit le dépôt ou collage de cuivre sur les deux faces d'un diélectrique, la gravure du circuit étant effectuée par photogravure.

Dans cette étude, nous avons utilisé la technique Microstrip dont les caractéristiques (impédance caractéristique, pertes ...) sont connues avec une bonne précision d'une part, et qui permet d'autre part de pouvoir utiliser des composants actifs.

Le diélectrique sera de la rexolite $\epsilon_r=2,53$, les conducteurs en cuivre électrolytique pur.

I.1. Propriétés des lignes Microstrip

a) Impédance caractéristique



L'expression de l'impédance caractéristique en fonction des paramètres du circuit microstrip nous est donnée par WHEELER (3), (4), (5) :

$$Z_0 = 60 \text{Log} \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{2h} \right) \quad \text{pour } \frac{W}{h} < 1$$

$$Z_0 = \frac{120}{\frac{W}{h} + 2,42 - 0,44 \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W}\right)^6} \quad \text{pour } \frac{W}{h} > 1$$

Les courbes donnant cette impédance pour la rexolite et l'alumine sont données par la figure.1.

b) Longueur d'onde sur la ligne

Cette longueur nous est donnée par l'expression $\lambda_g = \frac{V}{f_0}$, V étant la vitesse de propagation dans la ligne.

Cette vitesse est définie par : $v = CK$

C étant la vitesse de la lumière ; K étant un facteur de correction qui dépend des paramètres géométriques de la ligne.

La courbe donnant cette valeur de K en fonction de W est représentée en figure.2.

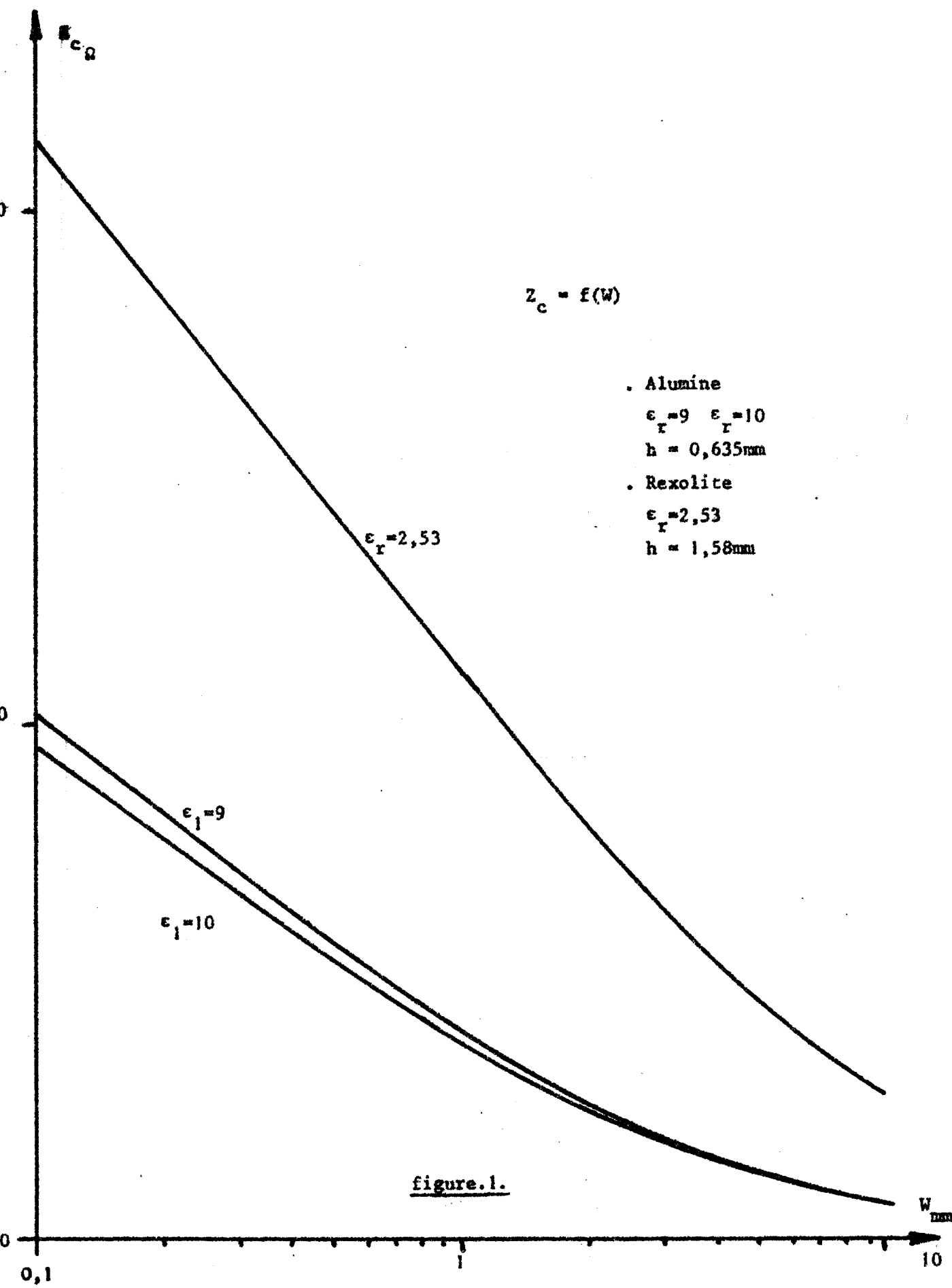


figure.1.

FACTEUR DE CORRECTION DE LA VITESSE

$$V = C \cdot K$$

$$K = f(W)$$

Rexolite

$$\epsilon_1 = 2,53$$

$$h = 1,58 \text{ mm}$$

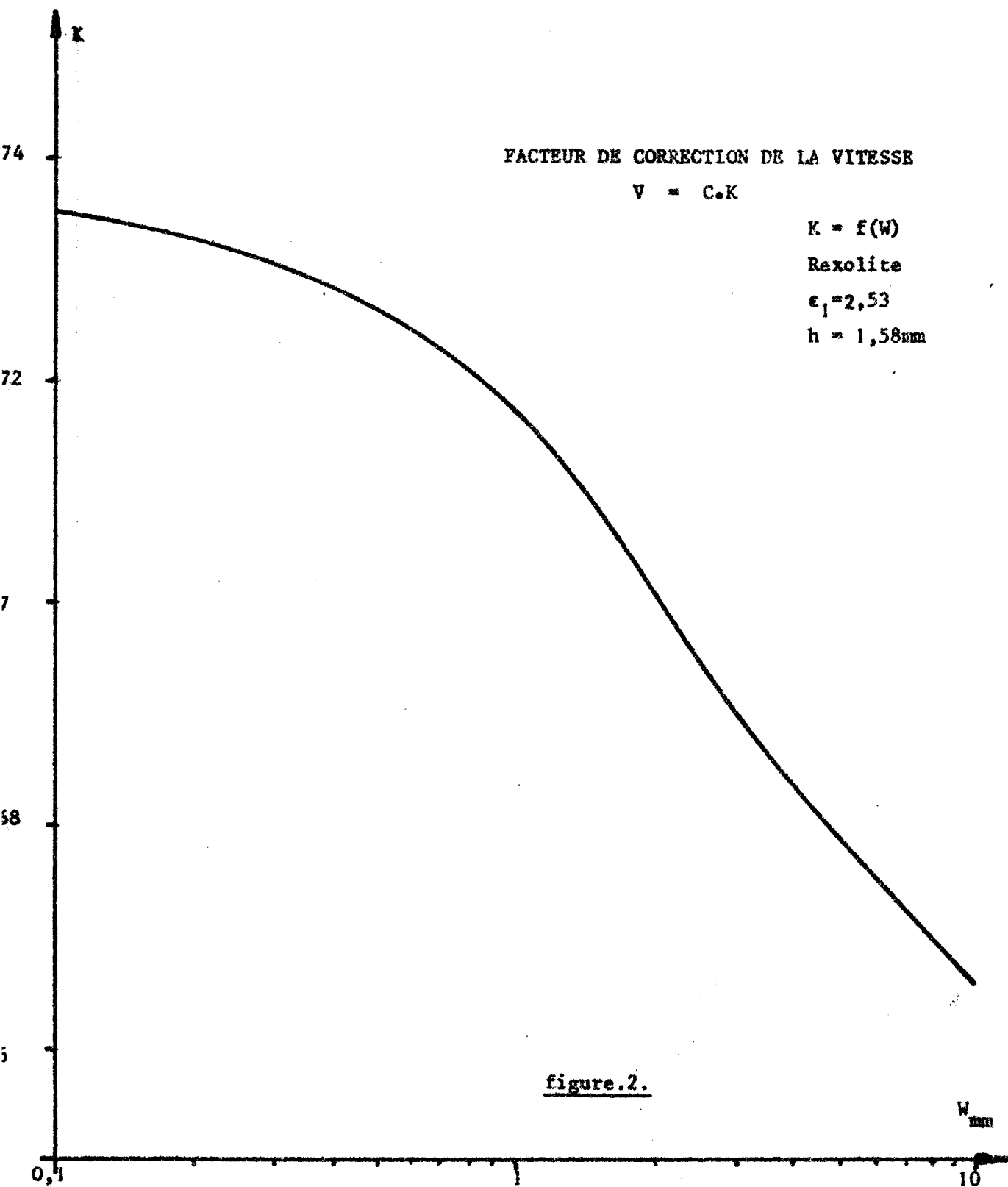


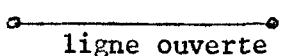
figure.2.

II. CHOIX DE LA STRUCTURE RESONNANTE

II.1. Les différentes structures

Nous pouvons envisager diverses structures résonnantes 1 tronçons de ligne à extrémités ouvertes ou court-circuitées, cavités annulaires, cavités circulaires.

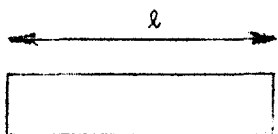
a) Tronçons de ligne



ligne ouverte

Résonance en $n \frac{\lambda_g}{2}$

Cette structure a pour désavantage d'introduire d'importantes pertes par radiations aux extrémités de la ligne. De plus la position du circuit ouvert est mal définie.

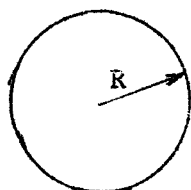


ligne court-circuitée

Résonance en $n \frac{\lambda_g}{2}$

Si la position des court-circuits est, cette fois, mieux définie, il est par contre très délicat, en structure microstrip, de réaliser un bon court-circuit.

b) Cavité circulaire ⁽⁶⁾



La fréquence fondamentale de résonance est donnée par l'expression :

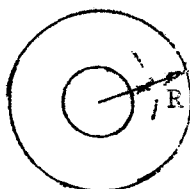
$$f_0 = \frac{0,586C}{\sqrt{\epsilon_r} \times 2R}$$

C : vitesse de la lumière

ϵ_r : constante diélectrique relative.

Cette structure, de réalisation récente, fera l'objet d'une étude ultérieure.

c) Cavité annulaire ⁽⁷⁾



Cette cavité est obtenue en reliant les deux extrémités d'une ligne à extrémités ouvertes de longueur $l = \lambda_g$, les champs aux extrémités étant en phase.

Si p est le périmètre moyen de l'anneau, on voit donc que la résonance est obtenue pour :

$$p = n \lambda_g$$

Ce procédé permet de réduire les pertes par radiations aux extrêmités de la ligne et ainsi d'éliminer l'erreur due au mauvais positionnement du circuit-ouvert.

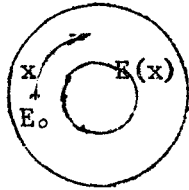
II.2. La cavité annulaire

a) Condition de résonance

Nous avons vu que cette condition était donnée par $p = n\lambda_g$. Nous pouvons retrouver cette expression en étudiant le champ électrique le long de la ligne.

Soit E_0 le champ au point 0 de la ligne.

Nous avons :



$$E(x) = \frac{E_0}{2} e^{-\gamma x} + \frac{E_0}{2} e^{-\gamma(p-x)} + \frac{E_0}{2} e^{-\gamma x} e^{-\gamma p} + \frac{E_0}{2} e^{-\gamma(p-x)} e^{-\gamma p} + \frac{E_0}{2} e^{-\gamma x} e^{-k\gamma p} + \frac{E_0}{2} e^{-\gamma(p-x)} e^{-k\gamma p} + \dots$$

Soit :

$$E(x) = \frac{E_0}{2} (e^{-\gamma x} + e^{-\gamma(p-x)}) (1 + \sum_{k=1}^{k=n} e^{-k\gamma p}) = \frac{E_0}{2} (e^{-\gamma x} + e^{-\gamma(p-x)}) (1 + \frac{e^{-\gamma p}}{1 - e^{-\gamma p}})$$

En effectuant, on obtient finalement :

$$E(x) = \frac{E_0}{2} \frac{\operatorname{ch}\gamma(x - \frac{p}{2})}{\operatorname{sh} \frac{\gamma p}{2}}$$

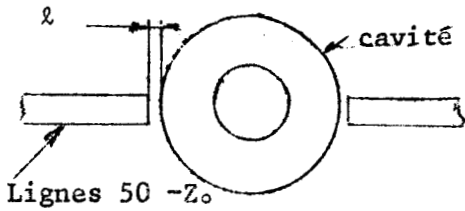
En négligeant les pertes, on voit que E sera maximum quand :

$$\sin \frac{\beta p}{2} = 0 \quad \frac{2\pi}{\lambda_g} \frac{p}{2} = n\pi \quad \rightarrow \quad \boxed{p = n\lambda_g}$$

b) Couplage

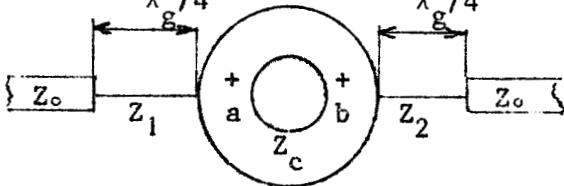
Nous pouvons envisager deux sortes de couplage :

b.1. Couplage capacitif



La valeur du couplage est définie par l'écartement l et par les deux impédances caractéristiques Z_0 des lignes extérieures et Z_c de la cavité.

b.2. Couplage inductif



Ces couplages sont réalisés par des tronçons de lignes en $\lambda_g/4$ et d'impédance caractéristique Z_1 et Z_2 .

Avec cette configuration, c'est-à-dire : couplage inductif en des points de l'anneau diamétralement opposés, calculons l'impédance d'entrée de ce dispositif.

La matrice de chaîne de l'anneau entre les points a et b est donnée par :

$$C = \begin{vmatrix} \operatorname{ch}x & \frac{\operatorname{sh}x}{2} \\ 2\operatorname{sh}x & \operatorname{ch}x \end{vmatrix} \quad \text{avec } x = \frac{\gamma_P}{2}$$

En utilisant les impédances réduites par rapport à Z_c , on peut donc déterminer l'impédance ramenée en a si l'on a une impédance ξ_b en b :

$$\xi_a = \frac{\xi_b + \frac{\operatorname{th}x}{2}}{1 + 2\xi_b \operatorname{th}x}$$

Les tronçons de ligne de couplage étant en $\lambda_g/4$, on a :

$$\xi_b = \frac{Z_1^2}{Z_0 Z_c}$$

d'où l'impédance d'entrée normalisée par rapport à Z_0 :

$$\xi_e = \frac{Z_1^2}{Z_0 Z_c} \times \frac{1}{\xi_a}$$

Soit :

$$\xi_e = A \frac{1 + B \operatorname{th}x}{1 + \frac{\operatorname{th}x}{B}}$$

$$\text{avec : } A = \frac{Z_1^2}{Z_2^2}$$

$$\text{et } B = \frac{2Z_2^2}{Z_0 Z_c}$$

$$\text{Soit : } \frac{\gamma_P}{2} = \frac{\alpha_P}{2} + j \frac{\beta_P}{2}$$

En effectuant, on obtient finalement :

$$\xi_e = AB \frac{1 + jM \operatorname{tg} \frac{\beta_p}{2}}{M + j \operatorname{tg} \frac{\beta_p}{2}} \quad (1)$$

avec $M = (B + \operatorname{th} \frac{\alpha_p}{2}) (1 + B \operatorname{th} \frac{\alpha_p}{2})^{-1}$

La résonance est obtenue lorsque ξ_e est réelle, soit pour $\operatorname{tg} \beta_p/2 = 0$.
On retrouve la condition de résonance $p = n \lambda_g$.

Etudions maintenant cette impédance d'entrée au voisinage de la résonance :

$$\operatorname{tg} \frac{\beta_p}{2} \neq 0 \rightarrow \xi_e = \frac{AB}{M} (1 + jM \operatorname{tg} \frac{\beta_p}{2})$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{2\pi f}{v} = \frac{2\pi f_0}{v} + \frac{2\pi \Delta f}{v} \quad v : \text{vitesse de propagation}$$

$$\operatorname{tg} \frac{\pi p \Delta f}{v} = \frac{\pi p \Delta f}{v} = \frac{n \pi \Delta f}{f_0}$$

Finalement, on obtient :

$$\xi_e = \frac{AB}{M} (1 + j M n \frac{\Delta f}{f_0}) \quad (2)$$

Nous retrouvons l'expression générale de l'impédance d'entrée d'une cavité :

$$\xi_e = \frac{1}{\beta} (1 + 2jQ \frac{\Delta f}{f_0})$$

Le coefficient de couplage β est donc donné par l'expression :

$$\beta = \frac{M}{AB} = \frac{Z_0 Z_c}{2Z_1^2} \left| \frac{2Z_2^2}{Z_0 Z_c} + \operatorname{th} \frac{n\alpha \lambda_g}{2} \right| \left| 1 + \frac{2Z_2^2}{Z_0 Z_c} \operatorname{th} \frac{n\alpha \lambda_g}{2} \right|^{-1}$$

Si l'on envisage le cas où $Z_2 \rightarrow \infty$:

$$\beta = \frac{Z_0 Z_c}{2Z_1^2} \times \frac{1}{\operatorname{th} \frac{n\alpha \lambda_g}{2}}$$

Nous avons alors la configuration illustrée par la figure.3. avec un seul couplage :

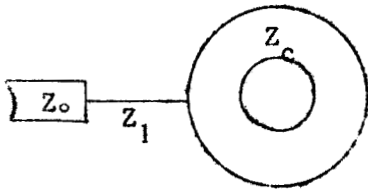


figure.3.

α étant petit

$$\beta \neq \frac{Z_0 Z_c}{Z_1^2} \times \frac{1}{n\alpha\lambda_g} \quad (8)$$

(3)

c) Coefficient de qualité

D'après l'expression (2) et à partir de l'expression générale de l'impédance d'entrée d'une cavité, on peut déterminer le coefficient de qualité de la cavité annulaire :

$$Q = \frac{M\pi n}{2} = \frac{\pi n}{2} \left| \frac{2Z_2^2}{Z_0 Z_c} + \text{th} \frac{n\alpha\lambda_g}{2} \right| \left| 1 + \frac{2Z_2^2}{Z_0 Z_c} \text{th} \frac{n\alpha\lambda_g}{2} \right|^{-1}$$

Soit, si $Z_2 \rightarrow \infty$:

$$Q = \frac{\pi n}{2} \times \frac{1}{\text{th} \frac{n\alpha\lambda_g}{2}} \rightarrow \boxed{Q \neq \frac{\pi}{\alpha\lambda_g}}$$

Si l'on néglige les pertes par radiation, α est donné par :

$$\alpha = \alpha_{\text{cuivre}} + \alpha_{\text{diélectrique}} \quad (9)$$

Les courbes donnant la valeur du coefficient de qualité de l'anneau en fonction de la largeur de celui-ci et de la fréquence pour la rexolite sont données par la figure.4.

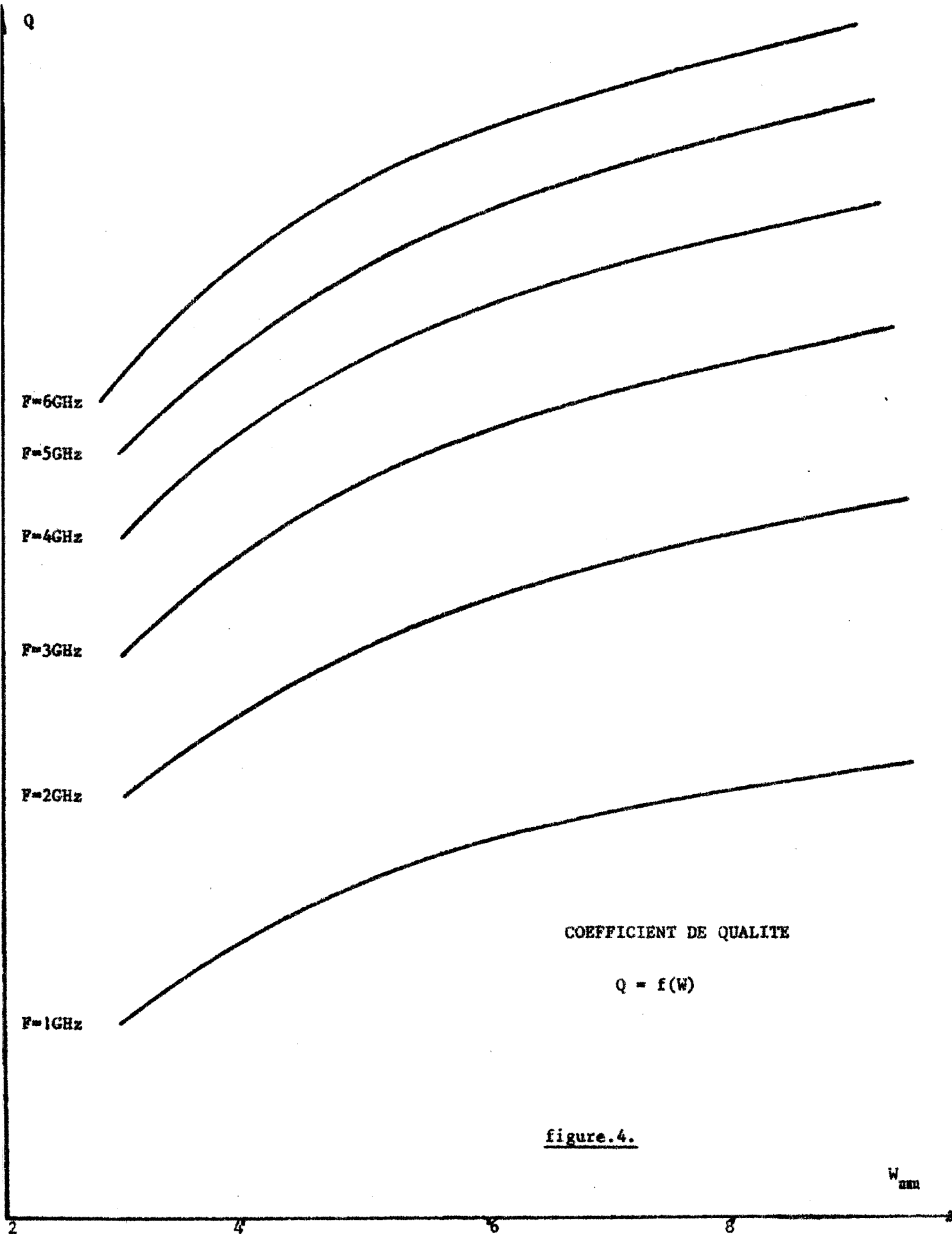


figure.4.

II.3. Mesure sur les cavités

a) Principe de la mesure

Les mesures sur les différentes cavités que nous avons réalisées ont été effectuées sur l'analyseur de réseau HEWLETT-PACKARD

Le principe de la mesure est illustré par la figure.4.

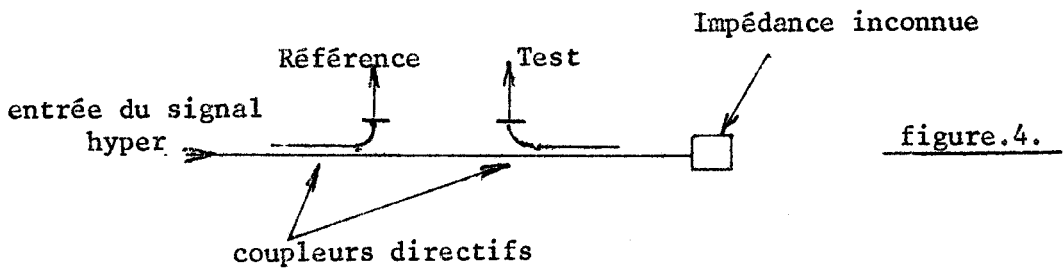


figure.4.

On voit, par ce montage simple, que l'appareil nous donnera les valeurs de la phase et du module du coefficient de réflexion présentées par l'impédance inconnue.

b) Résultats expérimentaux

Nous présentons ici les résultats obtenus pour la cavité seule avec les deux modes de couplage envisagés précédemment.

1. Couplage capacitif Cavité θ_A fig.5.

$$f_0 = 2,3\text{GHz} ; R_{\text{moy}} = 14,58\text{mm} ; W = 6\text{mm}$$

$$Q_{\text{théorique}} = 470.$$

Résultats

$$f_0 = 2,370\text{GHz} ; Q_{\text{mesuré}} = 420 ; \beta = 0,69$$

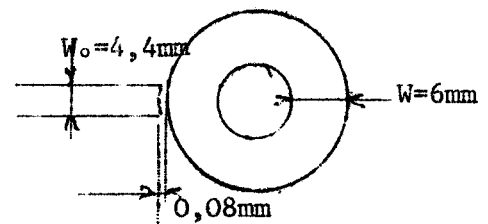
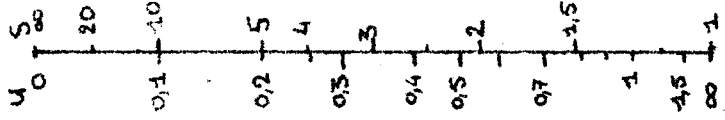


figure.5.

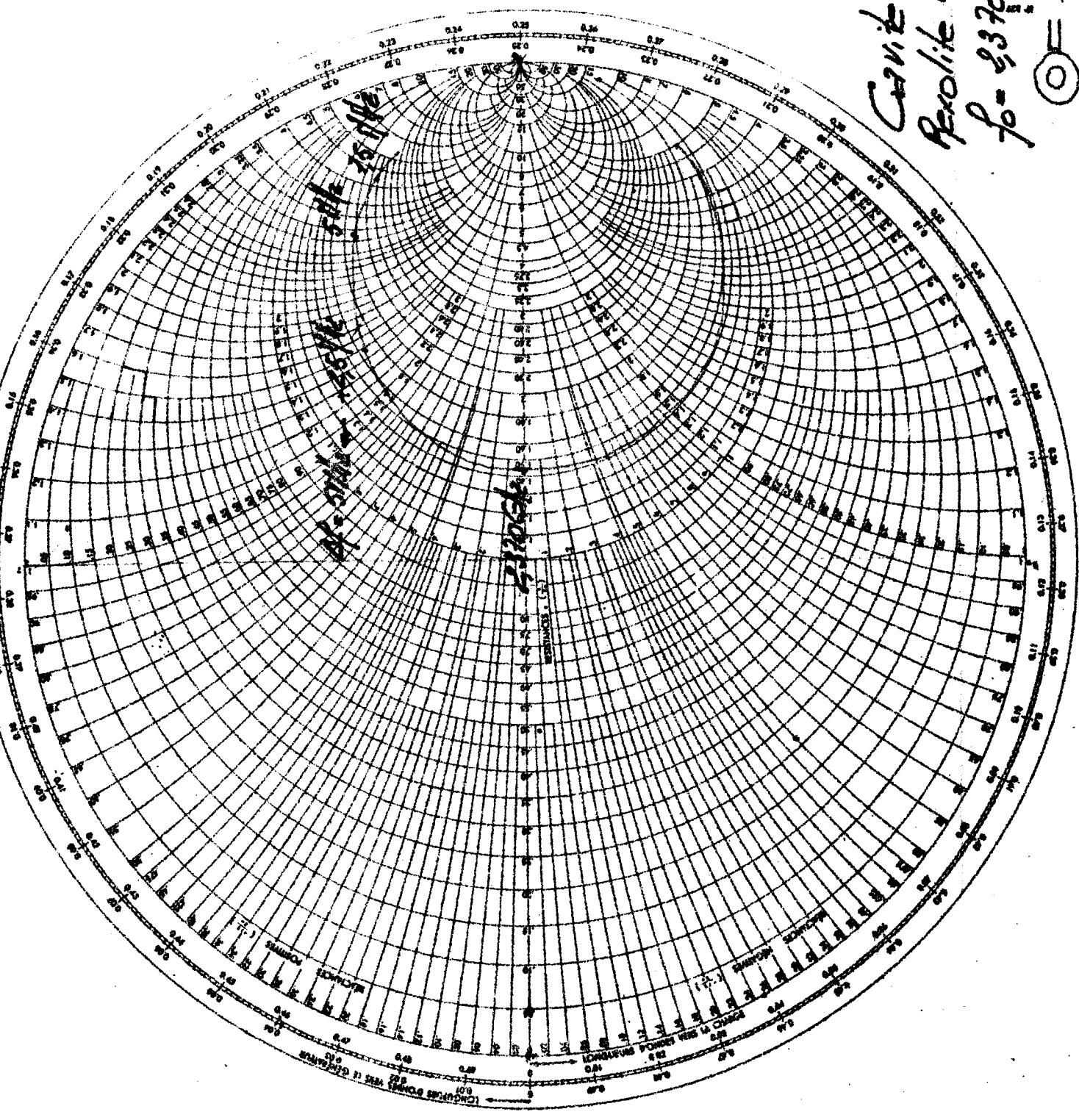
L'écart trouvé sur la fréquence de résonance est dû essentiellement aux erreurs de dessin et de réduction photographique.

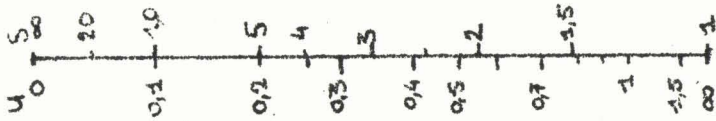
Le coefficient de qualité mesuré confirme le calcul théorique compte tenu que nous avons négligé dans ce calcul les pertes par radiation

Le coefficient de couplage, par contre, est assez éloigné de 1. C'est l'inconvénient de ce mode de couplage. Il faudrait réduire encore la distance l séparant la cavité de la ligne 50Ω mais on est limité par la définition de gravure des circuits.



Curve SA
 Parabolic Curve
 $f_0 = 2370642$
 © = 195

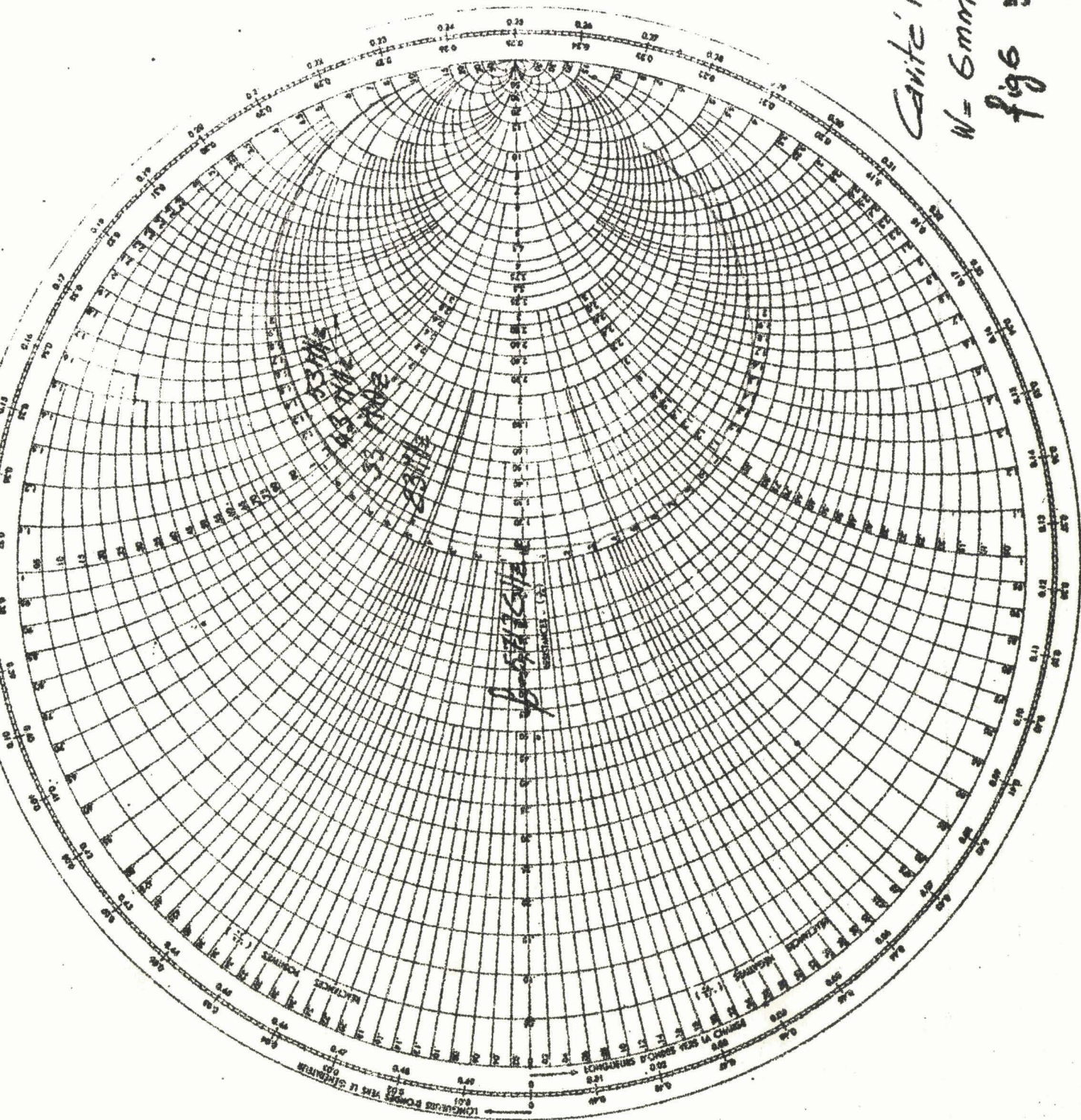




Canite N° 91

W = 6mm

fig 1



2. Couplage inductif Cavité 91 fig.6.

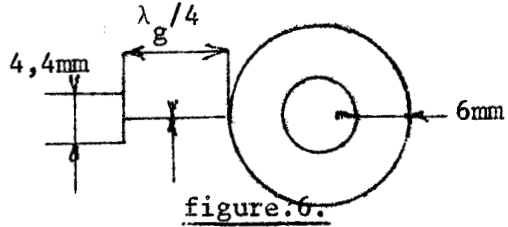
$f_0 = 5,5\text{GHz}$; $R_{\text{moy}} = 11,3\text{mm}$ avec $\eta = 2$; $W = 6\text{mm}$

$Q_{\text{théorique}} = 630$

Résultats

$f_0 = 5,7176\text{GHz}$; $Q_{\text{mesuré}} = 620$

$\eta = 0,95$



Ces résultats confirment également les résultats théoriques. Mais ce qui est important c'est que, par ce mode de couplage, il est possible d'atteindre aisément le couplage critique. C'est ce mode de couplage que nous avons donc choisi pour la cavité expérimentale en vue de la réalisation d'un oscillateur wobulé à diode ATT.

III. INTEGRATION DES COMPOSANTS ACTIFS

III.1. Rappels sur varactors et ATT

a) Diodes intégrées dans un circuit microstrip

Les diodes varactors ou ATT mises à notre disposition nous sont fournies dans un boîtier de type F_{27d}. La figure.7. nous montre comment ces diodes sont montées sur circuit Microstrip.

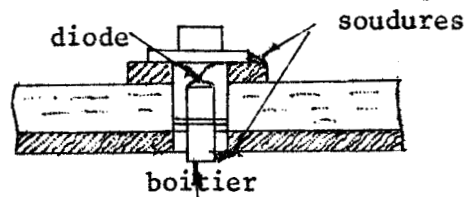


figure.7.

On voit sur cette figure que la diode est très mal positionnée dans le plan vertical de la ligne. Il serait nécessaire de monter la diode sans boîtier comme le montre la figure.8.⁽¹⁰⁾

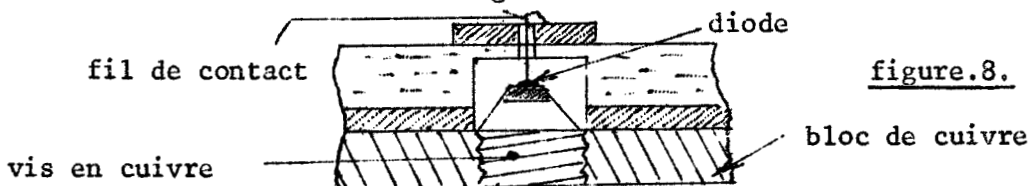
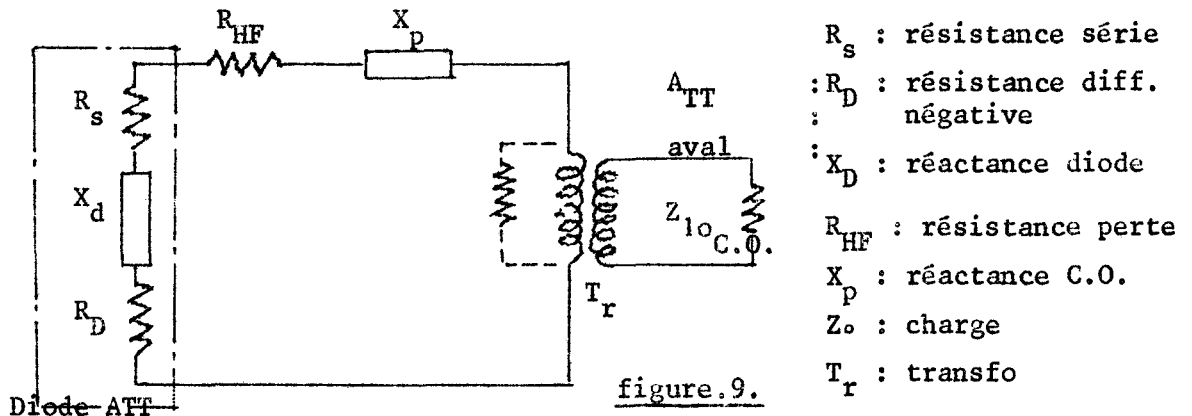


figure.8.

Néanmoins nous avons utilisé le premier montage, le deuxième nécessitant un appareillage très spécialisé (type microsondeuse).

b) Condition d'oscillation - Mode ATT (11)

Pour fonctionner suivant ce mode, la diode est associée à un circuit oscillant centré sur la fréquence de travail. La figure.9. montre le schéma équivalent hyperfréquence de la diode associée au circuit oscillant.



Au seuil d'oscillation, on a :

$$R_s + R_{HF} + R_p + R_D = 0 \quad (1)$$

La fréquence des oscillations est donnée par :

$$X_D + X_p = 0 \quad (2)$$

Du coefficient de qualité du circuit oscillant dépend la largeur spectrale et de l'adaptation à la charge dépend la puissance fournie par l'oscillateur.

c) Choix de la technique de modulation

Nous venons de voir que la fréquence de résonance de la diode associée au circuit oscillant était donnée par la relation (2). On voit, ainsi, qu'en faisant varier l'un ou l'autre des deux paramètres, la fréquence des oscillations peut être changée.

On peut faire varier la susceptance de la diode en faisant varier le courant de polarisation I_0 de celle-ci, seulement la variation de fréquence obtenue est très faible (de l'ordre de 50MHz en bande X), et surtout, le fait de faire varier le courant de polarisation entraîne une variation importante de la puissance fournie par l'oscillateur.

L'autre possibilité de faire varier la fréquence d'oscillation du dispositif est de faire varier la susceptance du circuit oscillant.

Cette variation ne peut pas s'obtenir mécaniquement du fait de la technologie utilisée. On est donc conduit à une wobulation électronique au moyen de dispositifs à ferrite ou à varactors. ⁽¹²⁾ ^(13,14)

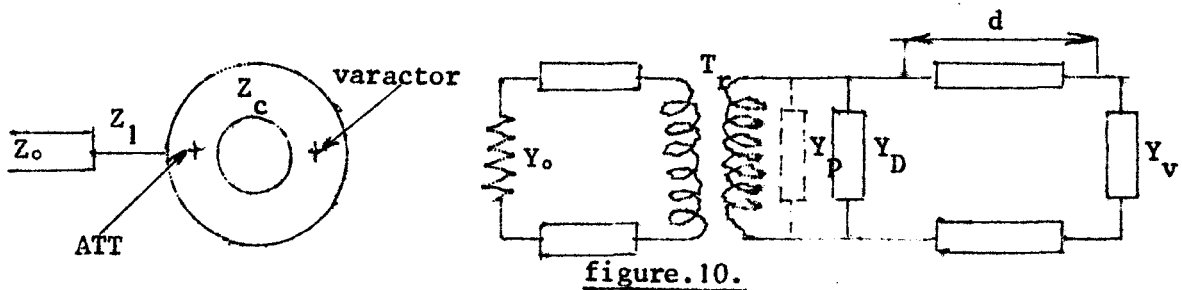
Nous avons abandonné les dispositifs à ferrite, l'usinage des ferrites, travail très délicat, nécessitant un appareillage spécialisé.

Nous avons donc utilisé la wobulation par varactor. La diode étant placée en parallèle sur la cavité en faisant varier la tension de polarisation, on fera varier la susceptance du circuit oscillant.

III.2. Calcul de la fréquence de résonance

Nous allons effectuer ce calcul dans le cas simple où les deux diodes ATT et varactor sont placées dans la cavité sur un même diamètre comme le montre la figure.16.

- Schéma équivalent simplifié -



Nous négligerons dans ce calcul l'admittance Y_p ramenée par le transformateur.

La condition d'oscillation nous est donnée par la relation :

$$Y_D + Y'_v = 0 \quad y'_v \text{ étant l'admittance ramenée par la varactor dans le plan de la diode}$$

$$Y'_v = \frac{Y_v + 2\text{th}x}{1 + \frac{1}{2} Y_v \text{th}x} \quad \text{avec } x = \frac{Y_p}{2}$$

$$\text{d'où } Y_D + \frac{Y_v + 2\text{th}x}{1 + \frac{1}{2} Y_v \text{th}x} \quad \text{th}x = - \frac{\frac{Y_D}{2} + \frac{Y_v}{2}}{1 + \frac{Y_D}{2} \frac{Y_v}{2}}$$

Si l'on pose : $Y_D = 2\text{th}\theta_1 = 2\text{th}(u_1 + jv_1)$

$Y_V = 2\text{th}\theta_2 = 2\text{th}(u_2 + jv_2)$

On obtient : $\text{thx} = -\text{th}(\theta_1 + \theta_2)$

Ce qui conduit aux deux équations :

$$\frac{\alpha}{2} = -(u_1 + u_2) \quad (3)$$

$$\frac{\beta}{2} = -(v_1 + v_2) + k\pi \quad (4)$$

La relation (4) nous donne la nouvelle fréquence de résonance :

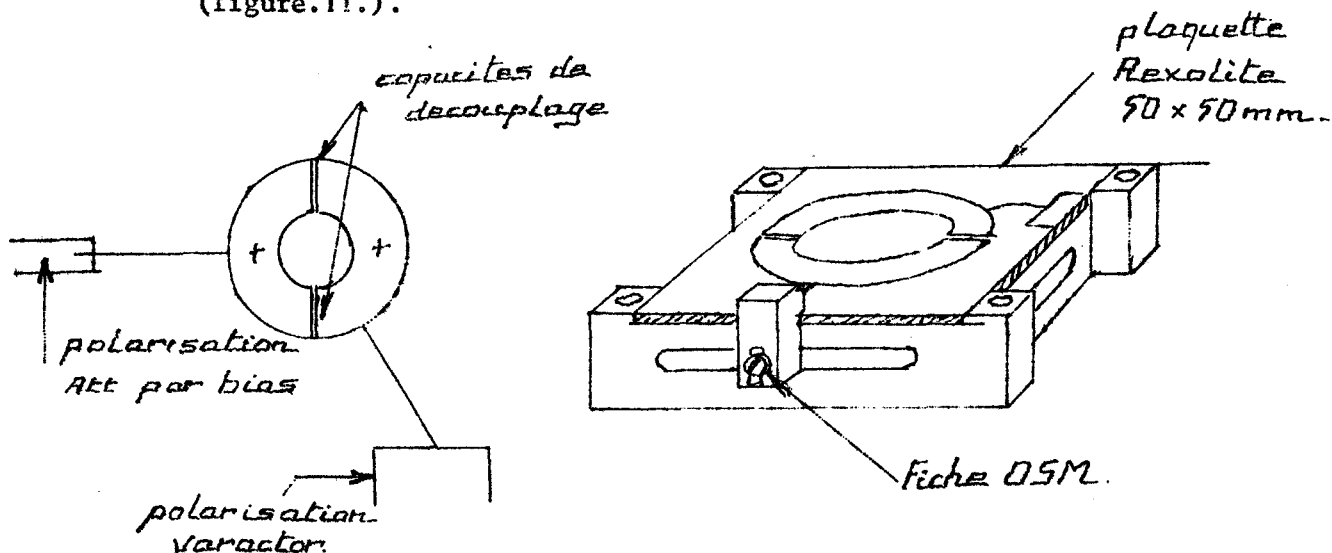
$$f' = f_0 \left(1 - \frac{v_1 + v_2}{\pi} \right) \quad (8)$$

f_0 étant la fréquence de résonance de l'anneau seul.

III.3. Détails du circuit et de la monture

Ayant deux diodes dans la cavité annulaire, il est nécessaire de prévoir des capacités de découplage afin de pouvoir alimenter séparément les deux diodes.

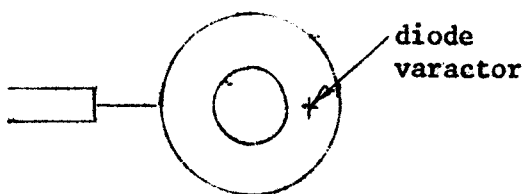
L'alimentation de l'ATT sera réalisée par un biais de polarisation, celle de la varactor par une ligne $\lambda_g/4$ à haute impédance (figure.11.).



III.4. Résultats expérimentaux

a) Diode varactor en wobulation

Cette manipulation a été faite afin de vérifier la variation maximum de fréquence obtenue avec la varactor seule placée en bout de cavité (fig.13.). Pour cette mesure, nous avons utilisé l'analyseur de réseau comme pour les mesures faites sur les cavités seules. La diode est alimentée par un biais de polarisation.



Nous avons utilisé, pour cette mesure, une diode ATT en varactor.

Diode BUA₁₂ dans cavité 91.

La figure.14. représente la courbe donnant la fréquence de résonance en fonction de la polarisation.

Ces points sont reportés sur la figure.15., où est tracée la courbe théorique de cette variation de fréquence. Cette courbe a été tracée à partir de la formule donnant la valeur de la capacité en inverse fonction de la polarisation :

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{V}{V_0}}}$$

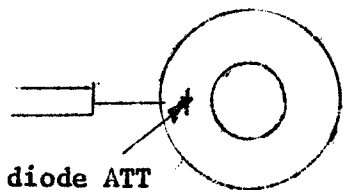
avec $C_0 = 0,46.10^{-12}$
 $V_0 = 0,529$

On voit que les valeurs trouvées coïncident bien avec les valeurs théoriques sauf vers 0Volt. Ceci est dû au fait qu'il est difficile de fixer un potentiel de 0V aux bornes de la jonction de la diode varactor.

On constate également, sur la figure.14., que le coefficient de qualité augmente avec la tension varactor. Cela s'explique par le fait que la résistance série de la varactor diminue quand la tension, que l'on applique à ses bornes, augmente.

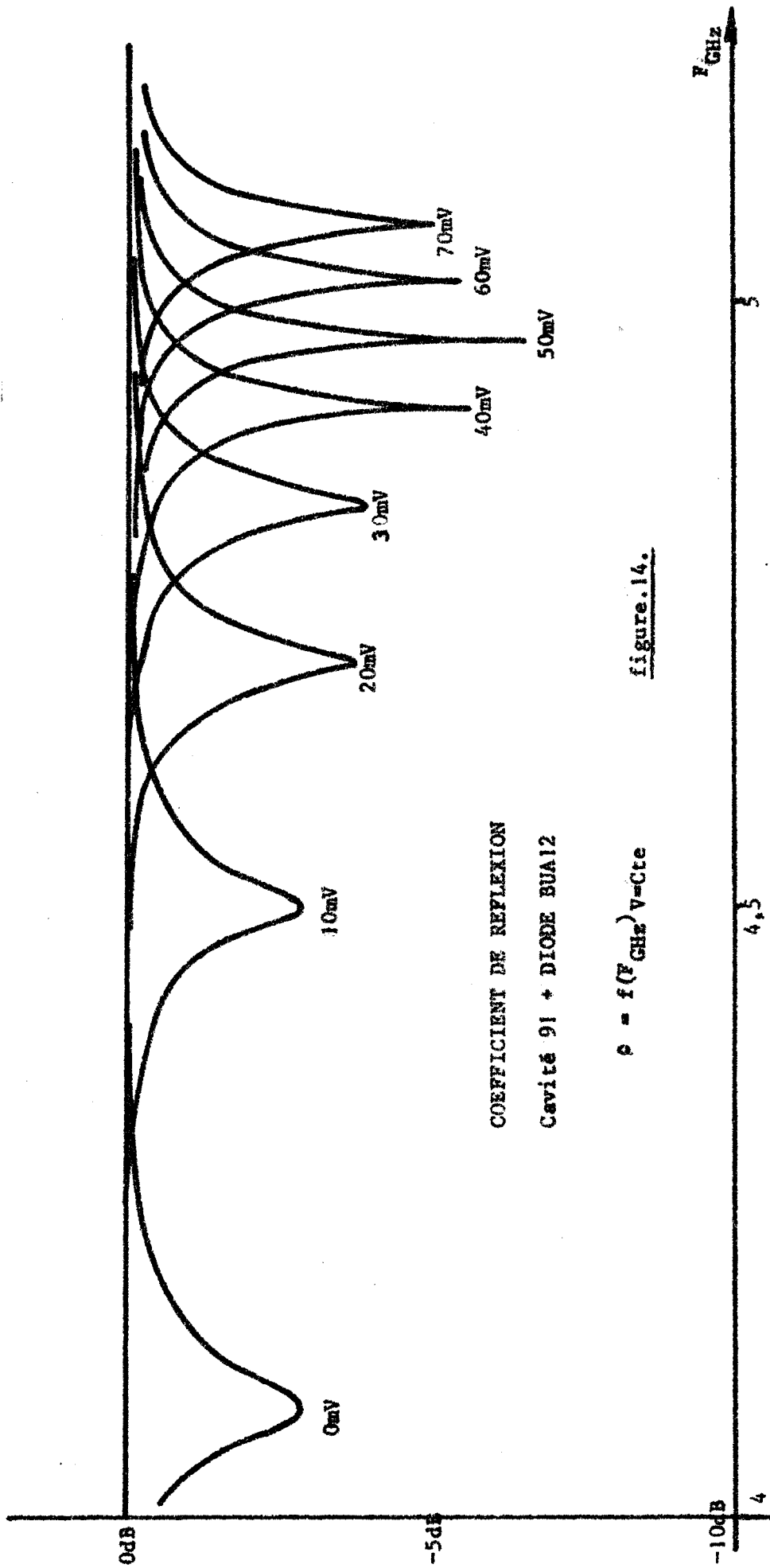
Cette méthode de wobulation nous permet donc une variation relative de fréquence maximum de l'ordre de 28%.

b) Oscillateur utilisant une ATT



Cavité 10₃ $f_0 = 7,5\text{GHz}$

Diode ATT type BUA₈ $Z_c = 50\Omega$



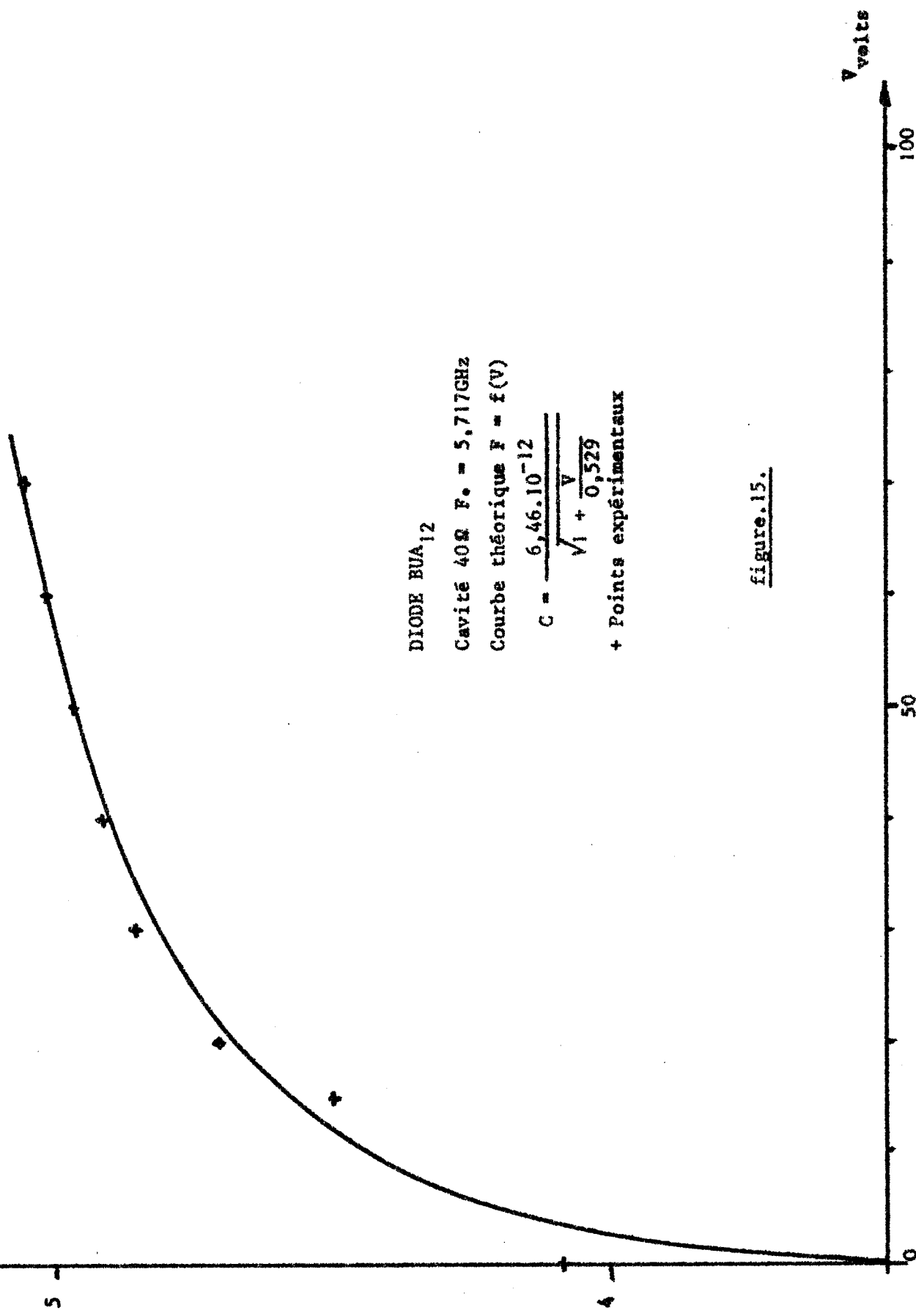
COEFFICIENT DE REFLEXION

Cavité 91 + DIODE BUA12

$$\rho = f(F \text{ GHz}) \text{ V=Cte}$$

figure.14.

GHz



DIODE BUA₁₂

Cavité 40Ω F_o = 5,717GHz

Courbe théorique F = f(V)

$$C = \frac{6,46 \cdot 10^{-12}}{\sqrt{1 + \frac{V}{0,529}}}$$

+ Points expérimentaux

figure.15.

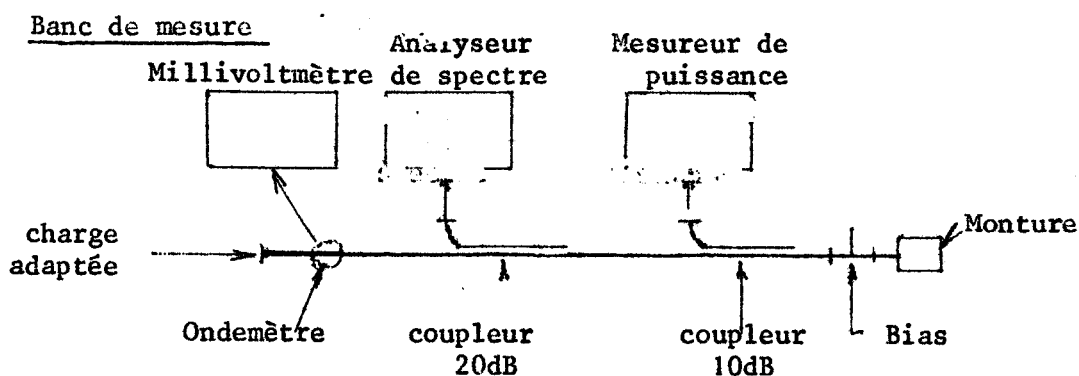


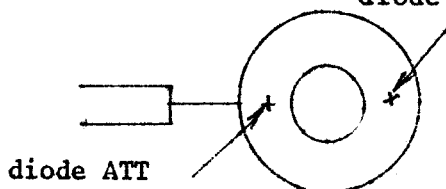
figure.16.

Nous avons tracé les courbes $P=f(I_0)$ et $F=f(I_0)$ (fig.17.).

On constate que si l'on obtient une variation de fréquence de 150MHz, celle-ci s'accompagne d'une forte variation de la puissance délivrée par l'oscillateur. Ceci montre bien que cette méthode wobulation, par le courant de polarisation dans la diode, est inexploitable.

c) Oscillateur ATT - Varactor en wobulation

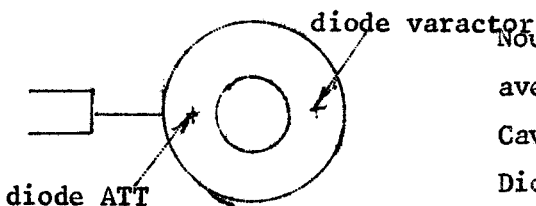
Nous avons utilisé pour cette manipulation le même banc que précédemment. La diode oscillatrice est une diode ATT de type BUA₈, la varactor est une diode à barrière métal semiconducteur de type NL .



Cavité 10₃ $f_0=7,5\text{GHz}$ $Z_c = 50\Omega$
 Diode ATT type BUA₈
 Diode Varactor type NL₁

Les figures.18. et .19. nous donnent les courbes $F=f(V_{\text{varactor}})$ et $P=f(F)$.

La variation de fréquence obtenue n'est que de 300MHz. De plus, pour une tension varactor de 20V, il y a un décrochement brusque de la fréquence d'oscillation qui s'accompagne d'un fort accroissement de la puissance. Ce phénomène disparaît pour une tension varactor de l'ordre de 25V. Il semblerait que ceci soit dû à un effet paramétrique de la varactor accompagné d'un effet d'harmonique. De nombreuses mesures sont envisagées par la suite pour tenter d'expliquer ces phénomènes.



Nous avons effectué la même manipulation avec une cavité calculée pour 9 GHz.
 Cavité 1₄ $f_0=9\text{GHz}$ $Z_c=40\Omega$
 Diode ATT type BUA₁₂
 Diode varactor type BP 1/280

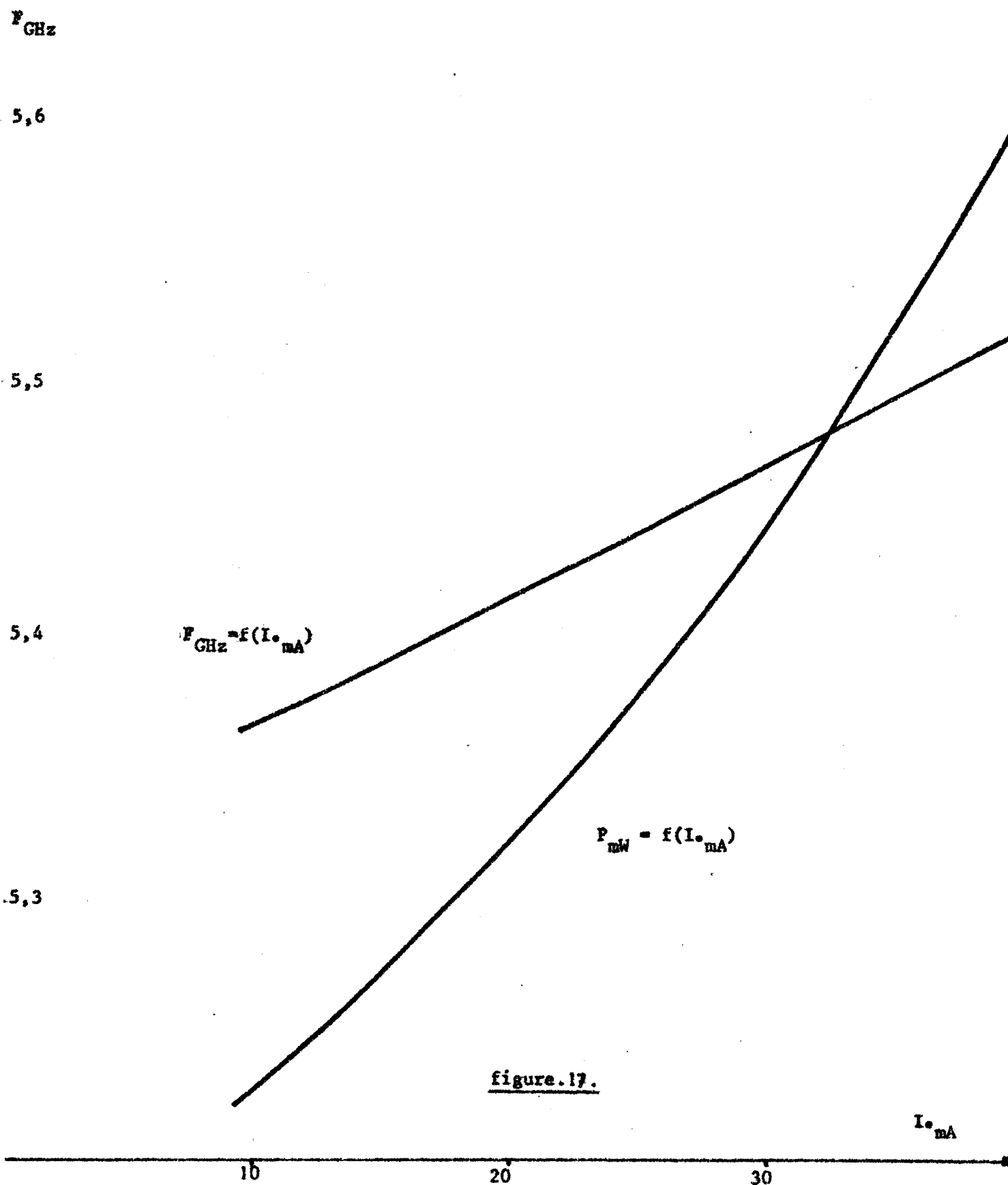


figure.17.

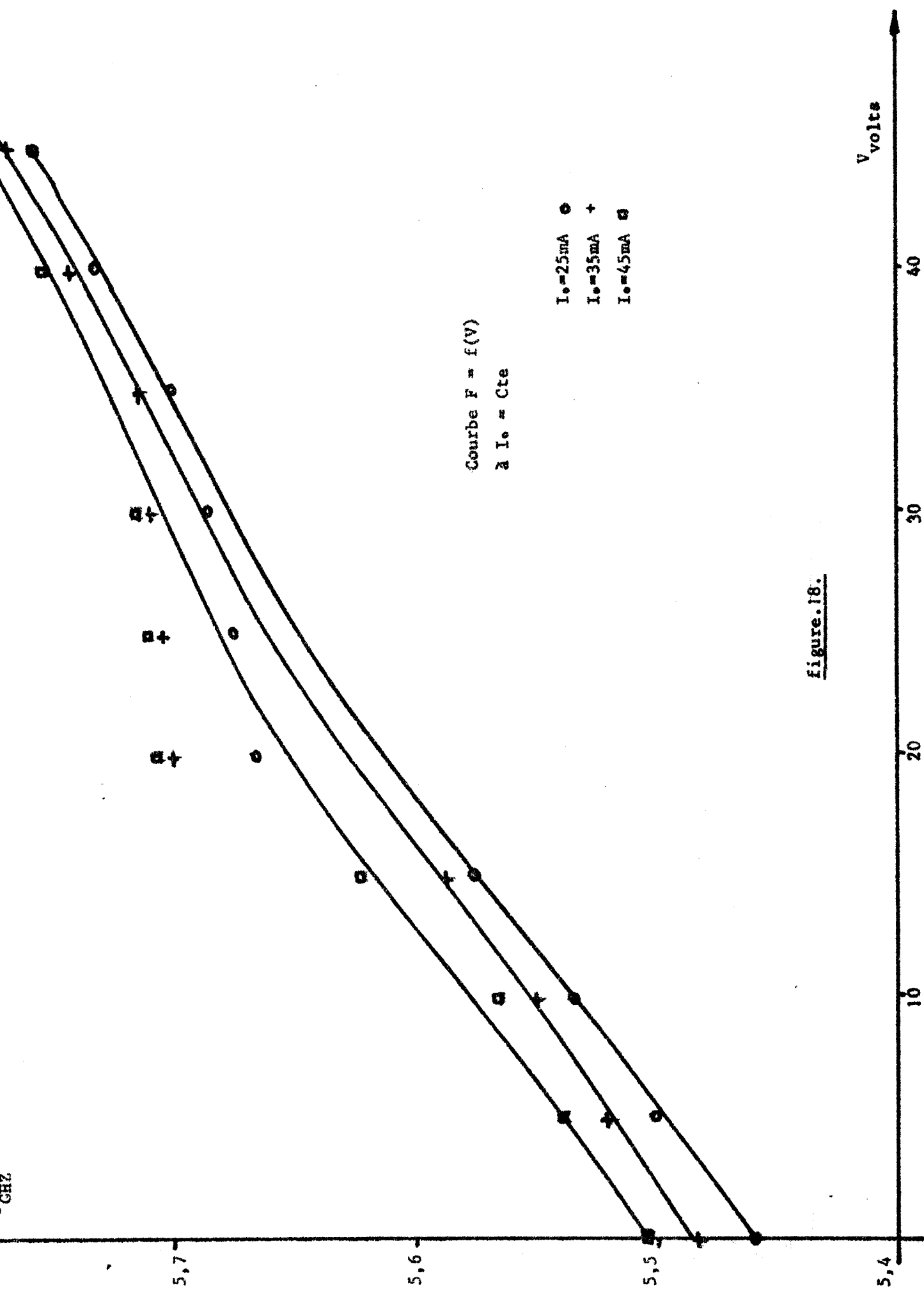


Figure. 18.

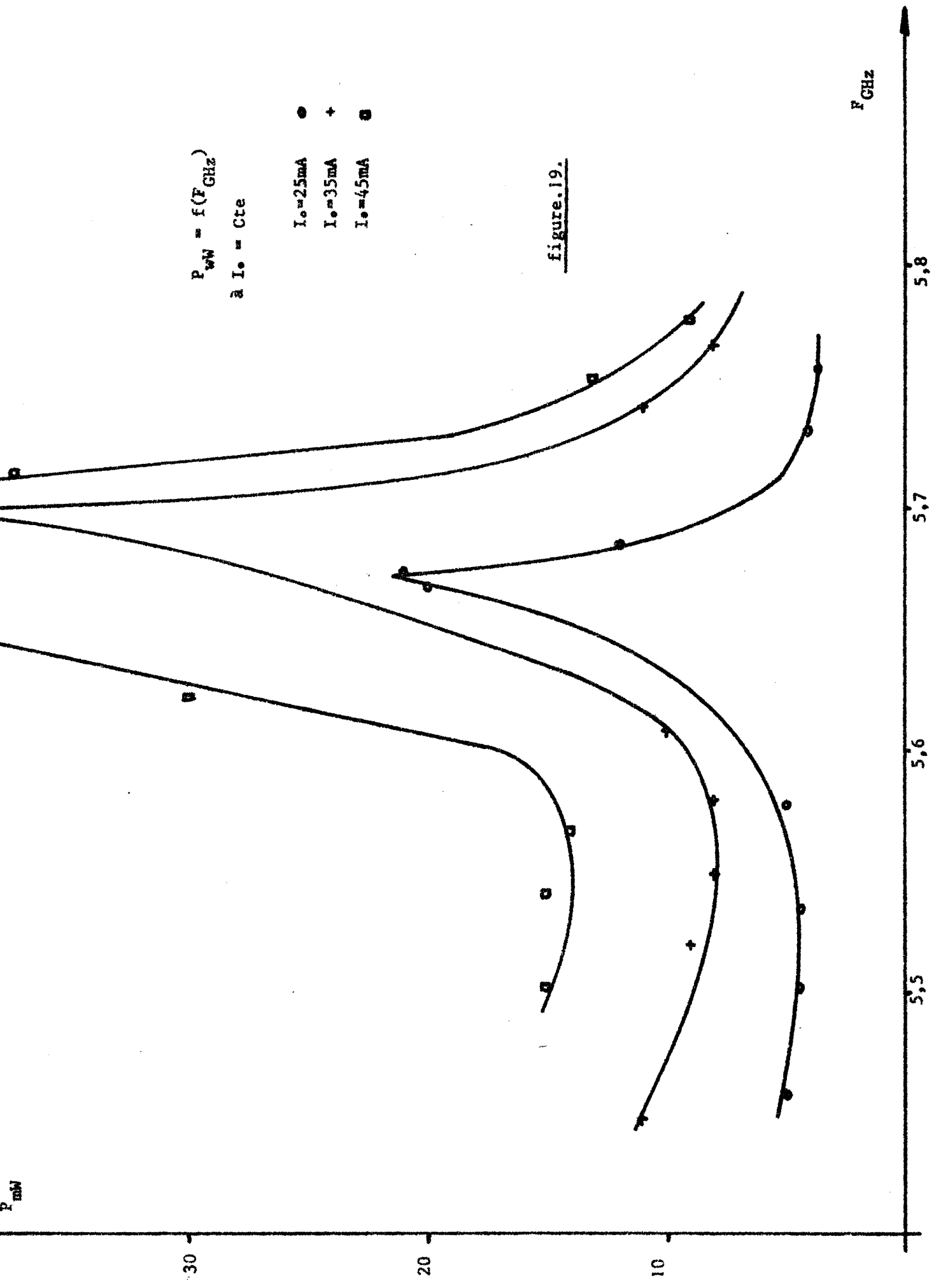


figure.19.

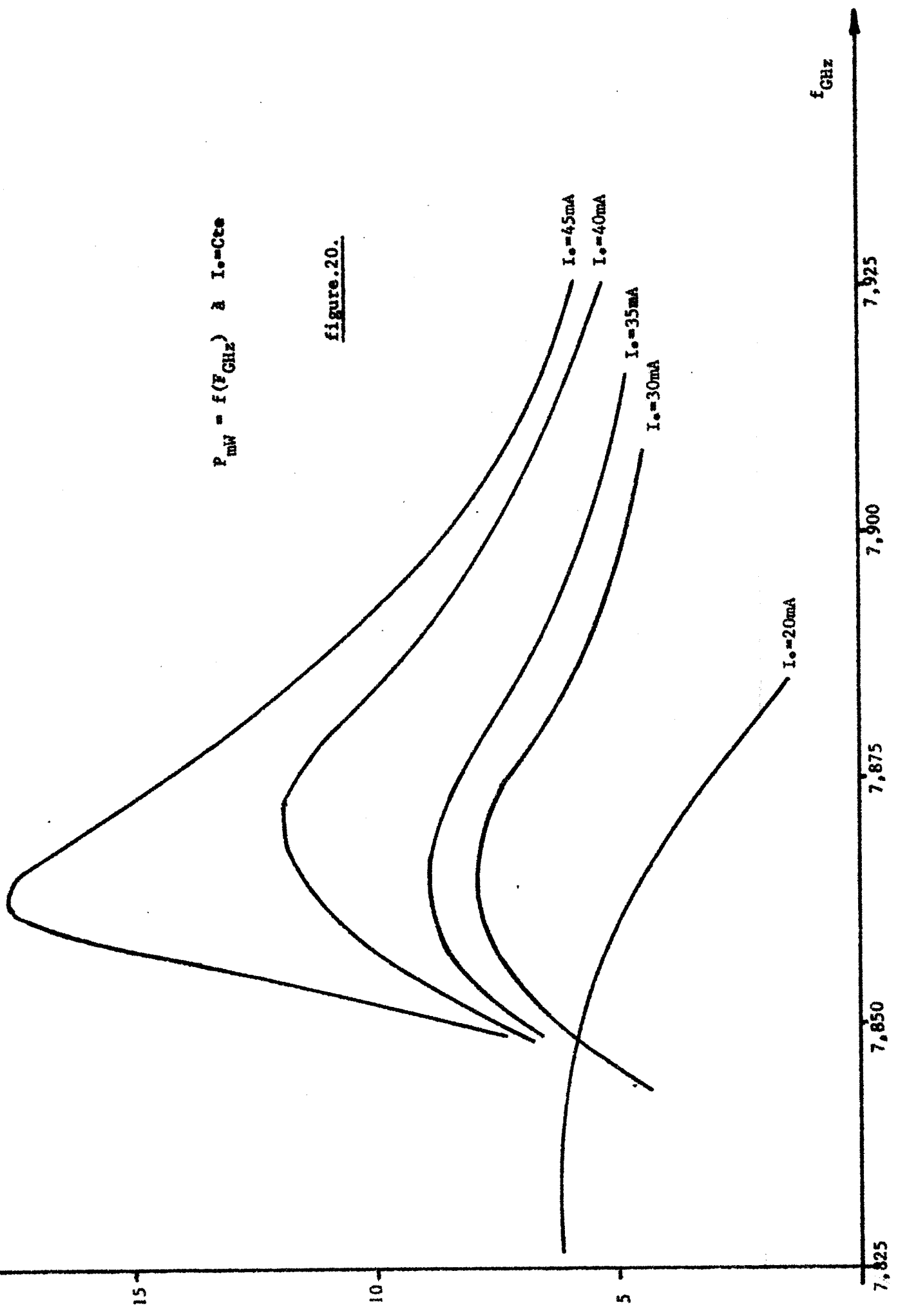
La figure.20. nous donne la courbe $P=f(F)$ obtenue. On constate que la variation de fréquence obtenue n'est que de 75MHz.

Ces deux manipulations nous montrent que l'on est loin de la wobulation théorique déterminée précédemment. Il apparaît important de déterminer la position relative optimale des deux diodes afin d'obtenir une plage de wobulation plus grande à puissance constante.

Elles nous montrent également que la variation du niveau de puissance obtenue est minimum pour des puissances plus faibles pour lesquelles la plage de wobulation est d'ailleurs légèrement plus grande.

$$P_{\text{mW}} = f(f_{\text{GHz}}) \text{ à } I_0 = \text{Cte}$$

figure.20.



C O N C L U S I O N

Pour cette étude, nous avons montré quelques applications des circuits résonnants annulaires en microstrip. En particulier l'intégration d'une diode nous a permis de réaliser un filtre sélectif accordable électroniquement, dont les caractéristiques calculées théoriquement concordent parfaitement avec les mesures effectuées. Ces résultats nous ont conduit alors à la réalisation d'un oscillateur wobulé utilisant la même structure résonnante dans laquelle nous avons incorporé comme élément actif une diode à avalanche, et comme élément accordable une diode varactor. La plage de wobulation obtenue n'est cependant pas très étendue ; un calcul complexe déterminant les positions relatives de la diode avalanche et de la diode varactor, par rapport au point de couplage, montre qu'il est possible d'augmenter sensiblement cette plage de wobulation, ainsi que la puissance de sortie. L'utilisation de diodes non encapsulées intégrées dans des circuits microstrip sur substrats d'alumine, permet d'obtenir des résultats analogues à des fréquences plus élevées : bande X, bande P.

L'étude de ces structures associées aux éléments actifs du type diode à avalanche (par exemple), nous permet en outre d'envisager leur utilisation comme limiteur de puissance et multiplicateur de fréquence. En effet la diode à avalanche possède des propriétés de non linéarité couramment utilisées dans les structures classiques pour réaliser ces fonctions. Les circuits microstrip de par leur configuration sont en effet parfaitement adaptés à l'intégration des éléments actifs à semi-conducteur et nous pensons que dans un avenir proche ces circuits pourront remplacer les structures traditionnelles.

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



- (1) D.D.GRIEG, H.F. ENGELMANN, A new transmission technique for a kilomegacycle range
P.I.R.E., Déc.1951
- (2) F.ASSADOURIAN, E.RIMAI , Simplified theory of microstrip transmission systems
P.I.R.E., Déc.1952
- (3) H.A.WHEELER, Transmission-line properties of parallel wide strips by conformal mapping
I.E.E.E. Trans. on MTT, Mars 1965
- (4) H.A.WHEELER, Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet
I.E.E.E. Trans. on MTT, Mars 1965
- (5) M.V.SCHNEIDER, Microstrip lines for microwave integrated circuits
Bell System Tech. J., Mai-Juin 1969
- (6) I.E.E.E. Journal of SSC, Vol.SC3, n°2, Juin 1968
- (7) P.TROUGHTON, Measurement techniques in microstrip
Electronics letters, Vol.5, n°2, Janv. 1969
- (8) J.L. VATERKOWSKI, Thèse 3ème Cycle, à paraître, Septembre 1971
- (9) R.A.PUCCEL, Losses in microstrip
I.E.E.E. Trans.on MTT, Vol.16, n°6, Juillet 1968
- (10) S.G.LIU, A compact microstrip high-power high efficiency avalanche diode oscillator
I.E.E.E. Trans.on MTT Letters, Nov. 1970
- (11) R.DESSERT, Application aux hyperfréquences des diodes semiconductrices en régime d'avalanche
Acta Electronica, Vol.12, n°3, Juillet 1969
- (12) L.THOUREL, Dispositifs à ferrites pour micro-ondes
Ed. MASSON, 1969
- (13) G.E.BREHM, S.MAO, Varactor tuned integrated Gunn oscillators
I.E.E.E. Journal of SSC, Sept.1968
- (14) I.E.E.E. Journal of SSC, Avril 1970
Wide range tuning of solid-state microwave oscillators