

buu 20200067

50376  
1968  
174

Diplôme d'Etudes Approfondies de Sciences Physiques  
mention : électronique

LABORATOIRE

HYPERFREQUENCES ET SEMI-CONDUCTEURS

ETUDE DE QUELQUES STRUCTURES HYPERFREQUENCES PERMETTANT  
LA REALISATION D'UN OSCILLATEUR A DIODE AVALANCHE OU GUNN



Par J.M. MARTINACHE  
Ingénieur I.S.E.N.  
Licencié es Sciences

Lille, Juin 1968



D 030 142677 9

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

La réalisation d'oscillateurs à diodes avalanche ou à diodes Gunn nécessite l'utilisation de structures hyperfréquences conçues pour obtenir le maximum de puissance, un spectre d'oscillation étroit et la possibilité d'opérer à fréquence variable.

Différentes structures ont été proposées dans ce but et il nous a paru intéressant de les étudier en comparant leurs caractéristiques hyperfréquences.

Dans une première partie nous rappelons rapidement les principes de fonctionnement d'un oscillateur et les résultats théoriques correspondants.

Dans une deuxième partie, nous caractérisons les propriétés hyperfréquences des structures utilisées.

Dans une troisième partie, nous essayons de déterminer expérimentalement et théoriquement l'impédance des diodes avalanche.

Enfin, dans la dernière partie nous étudions l'ensemble diode-structure hyperfréquence & déterminons pour les différentes montures la puissance hyperfréquence que l'on peut obtenir.

## S O M M A I R E

### I. PROPRIETES HYPERFREQUENCES D'UN OSCILLATEUR A DIODE AVALANCHE

- a) Conditions d'oscillation
- b) courant de seuil
- c) puissance

### II. ETUDE COMPAREE DES DIFFERENTES STRUCTURES

- a) description
- b) comparaison des coefficients de qualité

### III. IMPEDANCE DU SEMI-CONDUCTEUR EN HYPERFREQUENCE

- a) variation du coefficient de qualité avec la polarisation de la diode
- b) mesures d'impédances en bande X

### IV. MESURES DE PUISSANCE

- a) Comparaison des structures hyperfréquences
- b) Caractéristiques de la diode pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure.

## PREMIERE PARTIE

### I. PROPRIETES HYPERFREQUENCES D'UN OSCILLATEUR A DIODE AVALANCHE

#### a) Conditions d'oscillation

L'élément semi-conducteur est placé dans un circuit hyperfréquence couplé plus ou moins au circuit d'utilisation. Un ensemble possible est schématisé fig. 1.

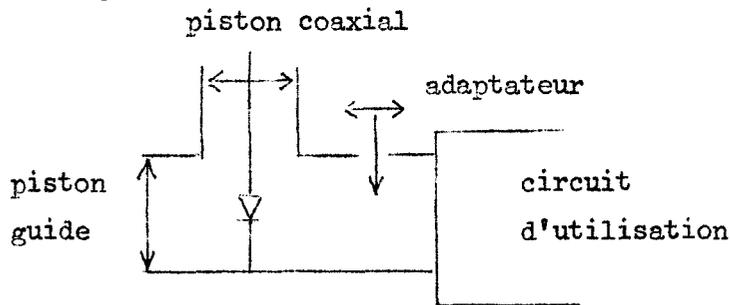


Figure 1

En négligeant les éléments parasites de l'encapsulation, le schéma équivalent en éléments localisés peut être représenté figure 2.

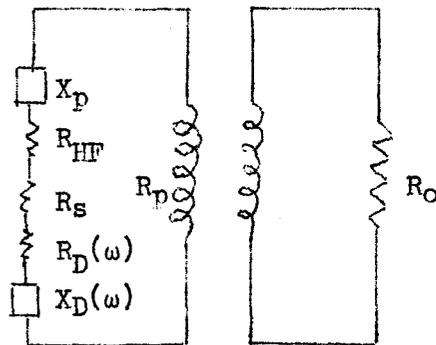


Figure 2

Avec  $R_o$  = résistance du circuit d'utilisation

$R_p$  = résistance ramenée par le transformateur

$X_p$  = admittance ramenée par le piston coaxial

$R_{HF}$  = Pertes hyperfréquences de la monture

$R_s$  = Résistance ohmique série de la diode

$R_D(\omega)$  = Partie réelle de l'impédance de la diode

$X_D(\omega)$  = Partie imaginaire de l'impédance de la diode.

On admet que le piston guide ramène une admittance nulle dans le plan de la diode ou compense la capacité du boîtier.

La fréquence et l'amplitude des oscillations stationnaires seront déterminées par le système d'équations :

$$\left[ \begin{array}{l} X_D(\omega) + X_p(\omega) = 0 \\ R_D(\omega) + R_p(\omega) + R_s + R_{HF} = 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (1) \\ (2) \end{array}$$

Dans ces relations,  $X_D$  et  $R_D$  sont fonction de l'amplitude des oscillations donc du courant hyperfréquence  $i_1$  traversant la diode. On traduit cet effet non linéaire en écrivant :

$$X_D(\omega, i_1) = X_{Do}(\omega) f_X(i_1)$$

$$R_D(\omega, i_1) = R_{Do}(\omega) f_R(i_1)$$

$R_{Do}$  et  $X_{Do}$  représentant les éléments de l'impédance de la diode en régime linéaire.

$f_R(i_1)$  et  $f_X(i_1)$  fonctions caractérisant les effets non linéaires sont telles que  $f_R(0) = f_X(0) = 1$

Lorsque la réactance de la diode diffère peu de la réactance de sa capacité totale, on a

$$X_{Do}(\omega) = - \frac{1}{C\omega}$$

La pulsation d'oscillation sera déterminée par la relation (1)

$$\omega_0 = \frac{1}{CX_p}$$

L'amplitude des oscillations se calculera à partir de (2) en faisant  $\omega = \omega_0$

b) Courant de seuil :  $I_{st}$

C'est le courant minimum continu traversant la diode et permettant l'émission d'hyperfréquences. Il correspond à la valeur minimum de  $|R_D|$  vérifiant la relation (2), cette valeur est obtenue en faisant  $R_p = 0$  dans (2) soit

$$R_{Do}(\omega) + R_s + R_{HF} = 0$$

or

$$R_{Do}(\omega) = \frac{1}{C_t \omega} \frac{1}{\left(1 - \frac{I_x}{I_0}\right)} \chi(\theta) \quad (\text{Cf 3})$$

Dans cette relation  $C_t$  représente la capacité totale de la diode,  $I_0$  est le courant continu de polarisation et

$$\chi(\theta) = \frac{1 - \cos \theta}{\theta} \quad \text{où } \theta = \omega \tau$$

$I_x$  est le courant continu donnant  $\omega = \omega_a$

On a très souvent  $\frac{I_x}{I_0} \gg 1$

et  $R_{Do}(\omega) = - \frac{1}{C_t \omega} \chi(\theta) \frac{I_0}{I_x} = - \frac{1}{C \omega} \left(\frac{W - \delta}{W}\right) \chi(\theta) \frac{I_0}{I_x}$

En portant cette valeur dans la relation (2) et en posant

$$Q = \frac{1}{C \omega (R_s + R_{HF})} = \text{coefficient de qualité en charge du circuit, on}$$

obtient le courant de seuil

$$I_{st} = \frac{I_x}{Q} \frac{W}{(W - \delta)} \frac{1}{\chi(\theta)}$$

Le courant  $I_x$  est donné par la relation suivante :  $I_x = K \omega^2$

$K$  étant un coefficient de proportionnalité qui peut soit se calculer théoriquement ou se déterminer expérimentalement

$$I_{st} = \frac{K C \omega^3 (R_s + R_{HF}) W}{\chi(\epsilon) (W - \delta)} = \frac{K \omega^2 W}{\chi(\epsilon) Q (W - \delta)}$$

Cette expression montre que le courant de seuil dépend de la fréquence et de la qualité du circuit hyperfréquence.

c) Puissance fournie par l'oscillateur

La puissance hyperfréquence fournie par la diode est

$$P_f = - R_D \frac{i_1^2}{2} \quad \text{où } i_1 = C \omega u_1$$

soit en explicitant  $R_D$

$$P_f = \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_x} \left(1 - \frac{\delta}{W}\right) \frac{1}{C \omega} \chi(\theta) f(i_1) i_1^2$$

Dans cette relation  $f(i_1)$  dépend des propriétés non linéaires de l'impédance. Après de nombreuses hypothèses simplificatrices, on peut calculer  $f(i_1)$ , on obtient

$$f(i_1) = \frac{2 I_x}{i_1} \quad (\text{cf 2.})$$

on en déduit

$$P_f = I_o \left(1 - \frac{\delta}{W}\right) \frac{1}{C \omega} \chi(\theta) i_1$$

$$P_f = I_o \left(1 - \frac{\delta}{W}\right) \chi(\epsilon) u_1$$

En admettant  $u_1 = 0,7 V_o$  (la tension hyperfréquence ne peut dépasser la tension d'alimentation).

$$P_f = 0,7 I_o V_o \left(1 - \frac{\delta}{W}\right) \chi(\epsilon)$$

Le maximum de  $\chi(\epsilon)$  est obtenu pour  $\epsilon = 2,3$  et  $\chi(2,3) = 0,73$   
d'où

$$P_{\max} = 0,5 V_o I_o \left(1 - \frac{\delta}{W}\right)$$

La puissance reçue dans le circuit d'utilisation est donnée par

$$P_u = \left[ -R_D f(i_1) - R_s - R_{HF} \right] \frac{i_1^2}{2}$$

Cette relation montre qu'une variation de  $R_p$  entraîne une variation de  $f(i_1)$  donc de  $i_1$ .

Il est donc nécessaire de régler  $R_p$  pour obtenir le courant hyperfréquence qui rendra  $P_u$  maximum.

En remplaçant  $R_D$  par sa valeur,  $P_u$  s'écrit

$$P_u = \left[ \frac{I_o}{2\omega C_t} \frac{f(i_1)}{I_x} \chi(\epsilon) - \frac{1}{2\omega C Q_s} \right] i_1^2$$

La valeur maximale est obtenue lorsque  $\frac{d P_u}{d i_1} = 0$

En prenant  $f(i_1) = \frac{2 I_x}{i_1}$ , on obtient

$$\frac{d P_u}{d i_1} = \frac{I_o}{\omega C_t} \chi(\epsilon) - \frac{i_1}{\omega C Q_s} = 0$$

$$i_1 = I_0 \frac{C}{C_t} Q_s x(e)$$

d'où

$$P_u \text{ max} = \frac{I_0^2}{2\omega C} \left(1 - \frac{\delta}{W}\right)^2 Q_s x^2(e)$$

Cette puissance est proportionnelle au coefficient de qualité en charge du circuit et elle diminue lorsque la fréquence augmente.

ETUDE COMPAREE DES DIFFERENTES STRUCTURES HYPERFREQUENCES

Nous avons étudié expérimentalement différentes structures hyperfréquences, nous en donnons tout d'abord une description rapide et nous essayons ensuite de déterminer leurs coefficients de qualité.

a) description

Monture avec accord série coaxial : figure 3

La diode est placée au centre d'un guide sous dimensionné. La polarisation continue est amenée par le conducteur central du coaxial. Le découplage hyperfréquence est réalisé essentiellement par la capacité formée par la faible épaisseur de mica entre l'ensemble du piston coaxial et le reste de la monture. Ce type de cavité permet un réglage facile de la fréquence mais favorise l'existence de plusieurs modes d'oscillation éventuellement inférieurs à la fréquence de coupure du guide.

Remarque : Nous avons réalisé suivant le même principe une cavité coaxiale de dimensions plus faibles, de façon à supprimer l'existence des modes parasites mais la fréquence n'est plus réglable directement : voir figure 4.

Le piston coaxial est ici isolé du reste de la monture pour permettre l'alimentation en continu de la diode. La capacité cylindrique ainsi formée joue également le rôle de découplage hyperfréquence. Le couplage avec le guide se fait par un vis et une transition en échelle.

- Cavité en guide sous dimensionné : figure 5.

La diode est placée dans une structure accordable en guide sous dimensionné couplé au circuit d'utilisation (guide 3 cm).

Le couplage peut être modifié soit par une vis placée parallèlement au champ électrique dans le guide principal soit par un piston d'accord placé à l'extrémité du circuit.

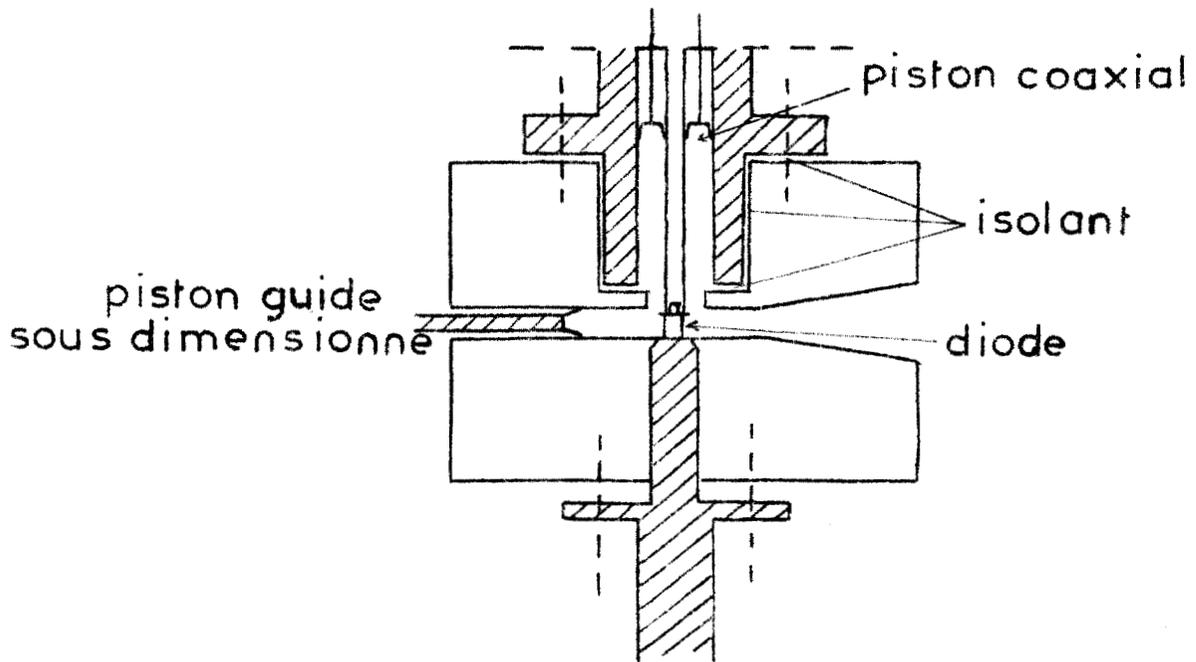


Figure 3

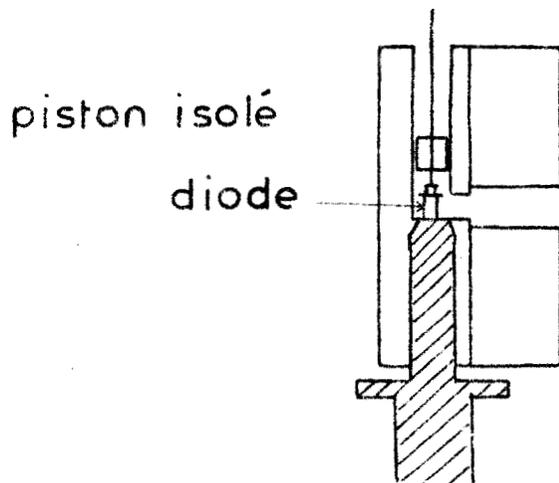


Figure 4

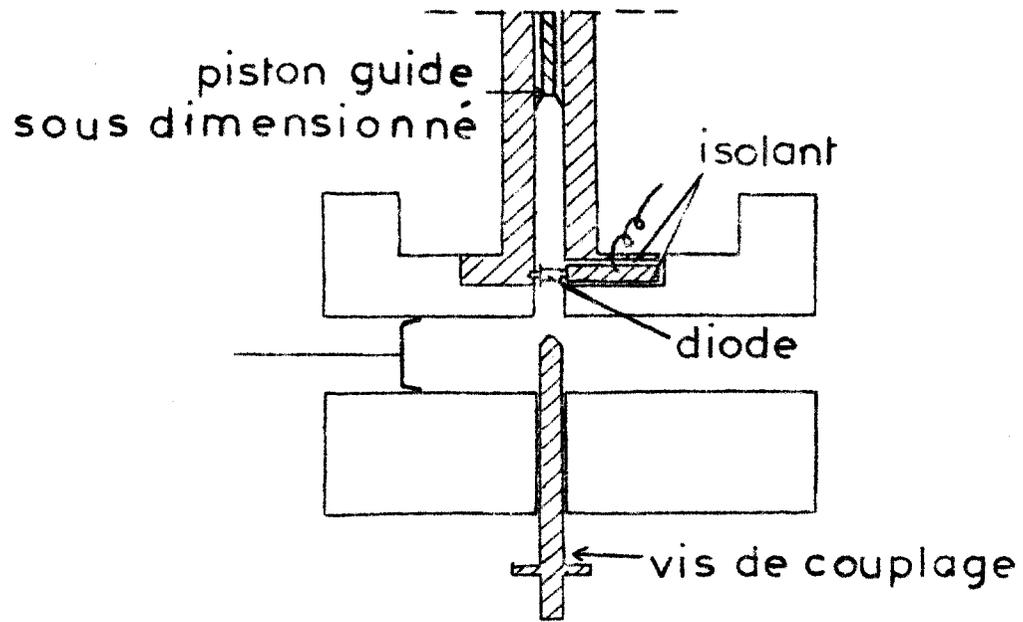


Figure 5

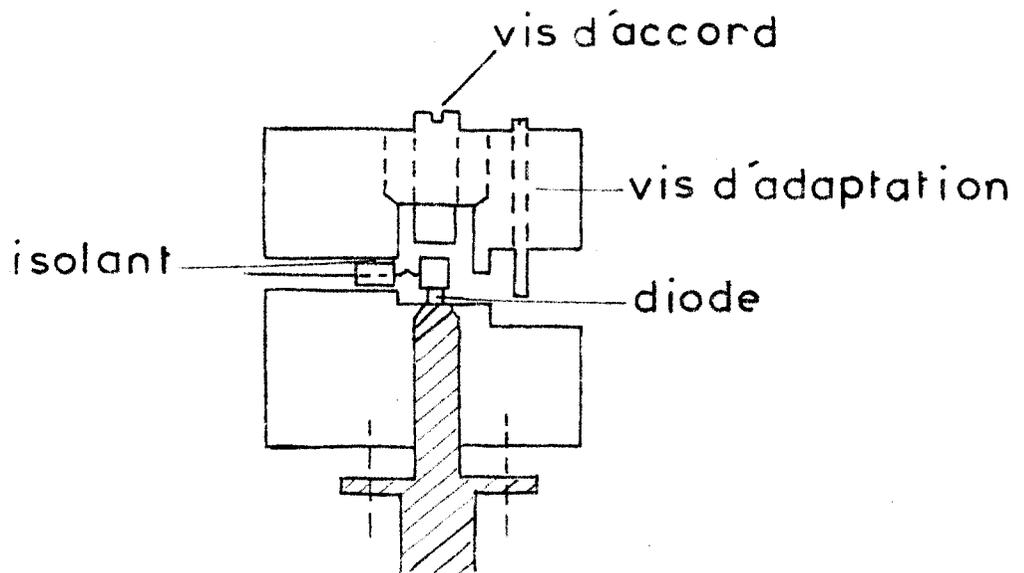


Figure 6

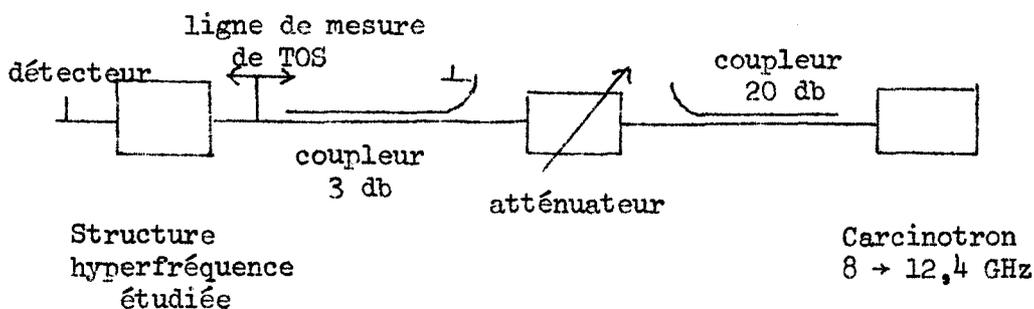
- Cavité cylindrique : figure 6

La fréquence de résonance de la cavité est réglable par la vis d'accord. Le couplage et l'adaptation avec le guide se font par un iris rectangulaire et une vis. Le découplage est réalisé par la self du fil d'alimentation et la capacité cylindrique entourant ce fil.

b) Comparaison des coefficients de qualité apparents

Pour ces différentes structures, nous avons mesuré la valeur du coefficient de qualité à vide (la diode étant remplacée par un boîtier vide de mêmes dimensions géométriques) en fonction de la fréquence.

Le montage utilisé est schématisé ci-dessous



Le mesure de Q se fait à partir de l'absorption de la cavité à la résonance et au voisinage de la résonance. Suivant la structure de la cavité, cette mesure se fait en transmission (cavité coaxiale et cavité en guide sous dimensionné) ou en réflexion (cavité cylindrique).

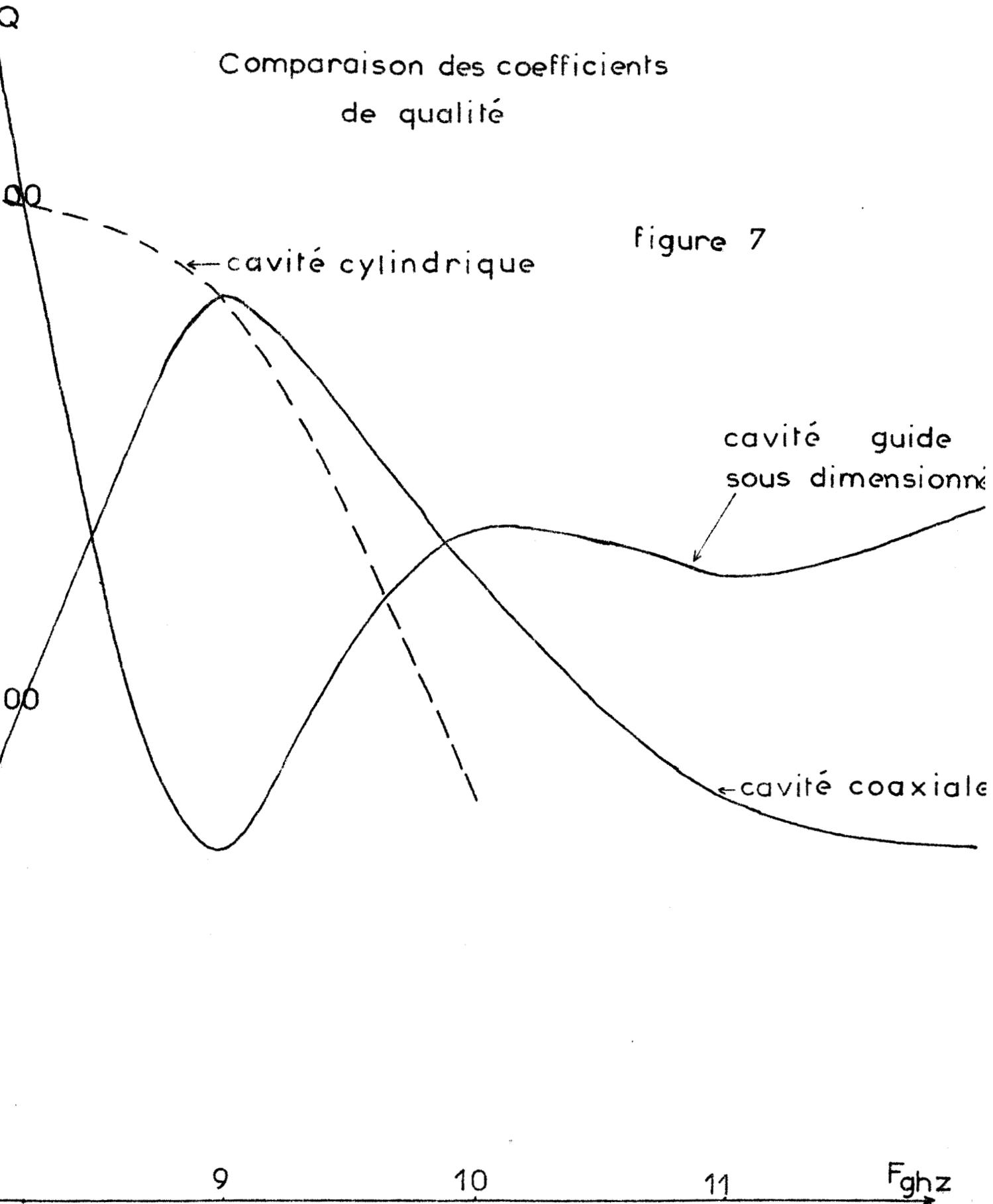
On règle la résonance de la cavité sur la fréquence  $F_0$  du carcinotron et on mesure la variation de fréquence  $\Delta F$  correspondant au double du minimum de la courbe d'absorption d'où

$$Q = \frac{F_0}{\Delta F}$$

Les résultats sont représentés figure 7.

Comparaison des coefficients  
de qualité

figure 7



Nous avons porté sur cette figure les variations du coefficient de qualité apparent avec la fréquence. En réalité le coefficient de qualité interne est plus élevé et dépend du couplage comme nous le verrons par la suite.

III. IMPEDANCE DU SEMI-CONDUCTEUR EN HYPERFREQUENCE

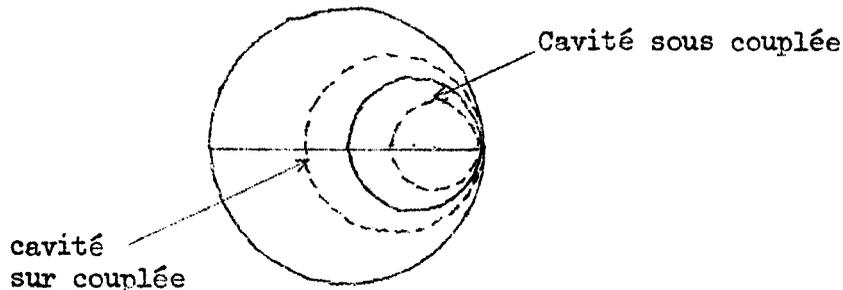
La mesure du coefficient de qualité avec diode permet d'obtenir une première estimation de la résistance négative. Une mesure plus précise peut être effectuée ensuite à l'aide de la monture coaxiale.

a) Variation du coefficient de qualité et du couplage avec la polarisation de la diode

Le coefficient de qualité interne d'une cavité est lié au coefficient de qualité apparent par la relation

$$\frac{1}{Q_{ap}} = \frac{1}{Q_{int}} (1 + \beta), \beta \text{ étant le coefficient de couplage.}$$

On évalue  $\beta$  en mesurant le TOS présenté par la cavité à la résonance : l'impédance à la résonance est réelle et égale à  $\beta$  ou  $\frac{1}{\beta}$



La position du minimum par rapport au maximum correspondant au circuit ouvert (cavité désaccordée) indique directement si la cavité est sous couplée ou sur couplée : si le minimum s'est déplacé de  $\lambda/4$  la cavité est sur couplée.

En mesurant  $Q$  apparent par la méthode précédente on en déduit  $Q$  interne représenté sur la figure 8.

On remarque que le coefficient de qualité interne reste constant jusqu'à une certaine valeur de courant puis augmente avec le courant ce qui

# Cavité cylindrique

Variation de  $Q$  et  $\beta$  avec la polarisation

$Q_{interne}$

$\beta$

200

2

$F = 11\text{ghz}$

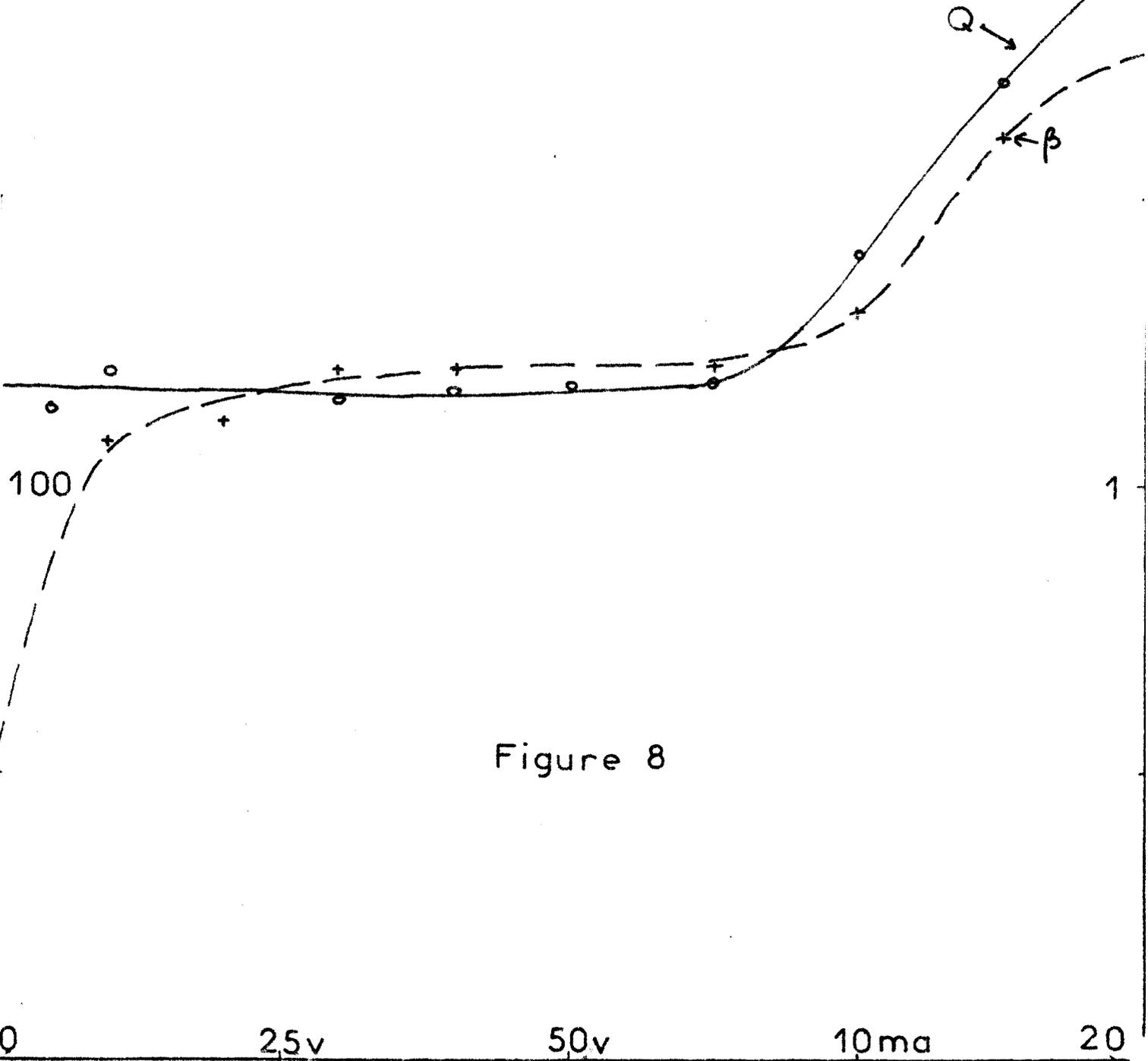


Figure 8

signifie que la partie réelle de l'impédance de la diode devient négative et compense en partie les pertes hyperfréquences de la monture.

Lorsque la diode oscille, le coefficient de qualité devient théoriquement infini. Ceci n'est vrai que dans la mesure où le niveau hyperfréquence injecté est suffisamment faible pour ne pas modifier l'impédance de l'élément semi-conducteur ; en pratique, il n'en est pas ainsi et le coefficient de qualité observé garde une valeur finie.

b) Mesure de l'impédance d'une diode avalanche en bande X

Le schéma de mesure est celui de la figure 1. L'étude des variations de puissance reçue par le détecteur en fonction de la position du piston coaxial permet de déterminer la position du plan de court circuit, la position du minimum et le taux d'onde stationnaire.

- Principe : Une mesure préliminaire permet de repérer la position du piston donnant un minimum au détecteur et le TOS  $S_{cc}$  lorsque la diode est remplacée par un court circuit de mêmes dimensions géométriques. Ce court circuit étant remplacé par la diode en essai, on relève ensuite les positions de piston donnant un minimum du signal détecté et les valeurs de TOS en fonction de la polarisation ou du courant traversant la diode. On en déduit le déplacement du minimum par rapport à la position de court circuit donc l'impédance de la diode. Cette impédance est l'impédance totale et comprend la résistance de contact (déterminée d'après la mesure du TOS avec un court circuit) la capacité boitier et la self des fils de liaison intérieurs à l'encapsulation. En tenant compte de ces différents éléments, on déduit l'impédance de la zone de charge d'espace  $z = r + jx$ .

Les résultats sont rassemblés figure 9, nous remarquons que :

- la partie réelle, d'abord positive, décroît lorsque la tension aux bornes de la diode croît et devient de plus en plus négative à partir d'un certain courant de polarisation. En effet, avant l'avalanche, la partie réelle dépend essentiellement de la résistance ohmique du substrat ; elle est donc bien positive et on peut montrer qu'elle décroît lorsque la tension croît.

$X_{pf}$

0,1

0,01

20  
mA

Diode avalanche

Impédance de la zone active

$F = 10 \text{ GHz}$

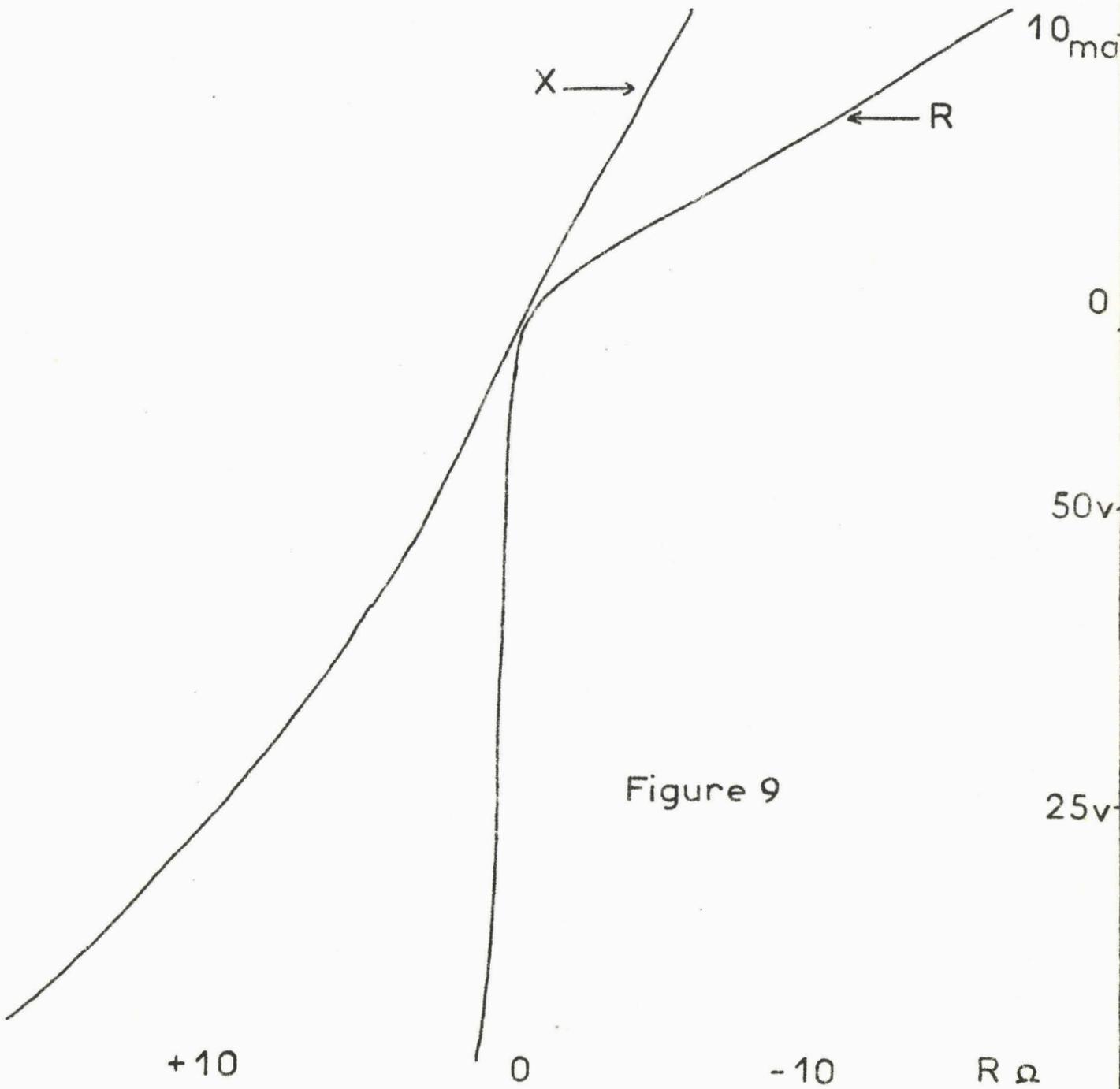


Figure 9

25v

Après l'avalanche, l'impédance de la diode est la somme de l'impédance de la zone de transit et de la zone de multiplication et sa partie réelle est négative.

Lorsque la valeur de la résistance négative est suffisamment grande pour compenser les pertes du circuit il y a possibilité d'oscillation.

En ce qui concerne la partie imaginaire, celle-ci est due essentiellement à la capacité de la jonction , capacité qui décroît en fonction de la tension et reste constante à partir d'une tension inférieure à la tension avalanche. La valeur de cette capacité déduite des mesures d'impédance correspond à l'ordre de grandeur habituel de la capacité de la jonction. Comme cette capacité varie peu avec le courant dans la diode, on peut en déduire que la fréquence d'oscillation sera pratiquement indépendante de ce courant.

## QUATRIEME PARTIE

### ETUDE DE LA PUISSANCE EMISE DANS DIFFERENTES STRUCTURES HYPERFREQUENCES

#### a) Comparaison des structures hyperfréquences

Nous avons relevé la puissance HF reçue en fonction du courant  $I_0$  traversant la diode (pour une diode à avalanche) ou de la tension d'alimentation (pour un échantillon Gunn). Les résultats obtenus sont représentés sur les figures 10 et 11 : dans les 2 cas nous avons relevé, suivant la monture utilisée, des différences notables de puissance et de fréquence. On voit que l'influence de la monture est importante, en particulier sur la figure 10, on remarque que la cavité coaxiale de dimensions réduites (figure 4) est plus favorable pour les puissances élevées que la cavité coaxiale à accord réglable (figure 3). Cette différence peut s'interpréter à partir d'un phénomène que nous allons maintenant détailler.

#### b) Détermination des caractéristiques de la diode pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure du guide.

Pour terminer cette étude disons quelques mots sur un phénomène qui apparaît lorsque la diode oscille dans la cavité coaxiale. En effet dans ce cas, la fréquence d'oscillation peut être inférieure à la fréquence de coupure du guide (6,5 GHz). Ce phénomène devient d'autant plus gênant qu'il s'accompagne d'une multiplication de fréquence. Les harmoniques produits peuvent se propager dans le circuit en guide d'ondes mais les pertes de conversion limitent nécessairement le rendement à des valeurs faibles. Pour étudier ce phénomène de façon plus précise, nous avons mesuré la fréquence d'oscillation directement à la sortie de la cavité sans passer par le circuit d'utilisation en guide. Nous avons observé effectivement des oscillations inférieures à la fréquence de coupure et nous avons pu vérifier qualitativement la condition d'oscillation.

$$R_{\text{diode}} + R_{\text{piston}} + R_{\text{guide}} = 0$$

# Diode avalanche

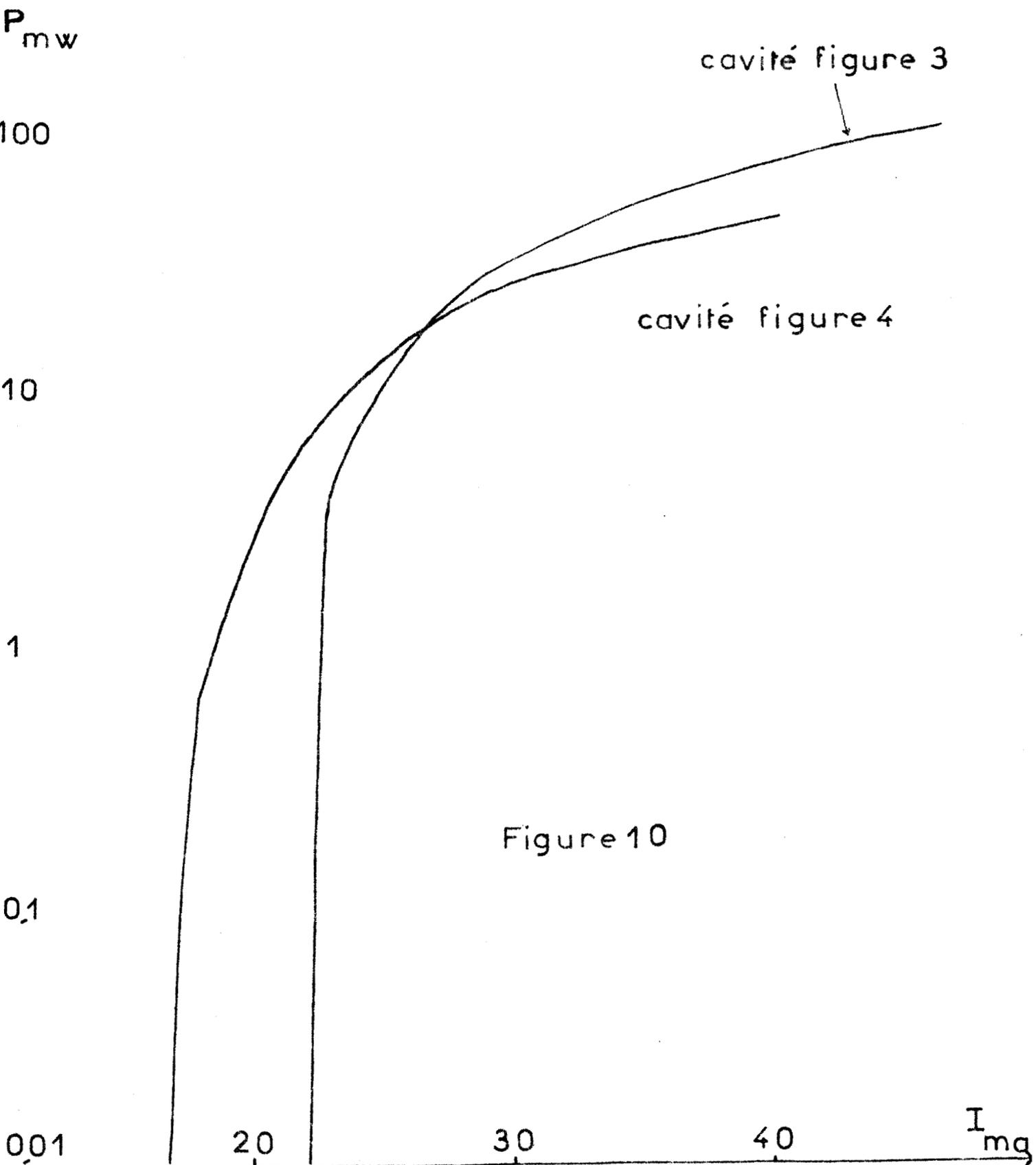


Figure 10

Echantillon Gunn

$P_{mw}$

10

5

cavité figure 3

cavité figure 5

cavité figure 6

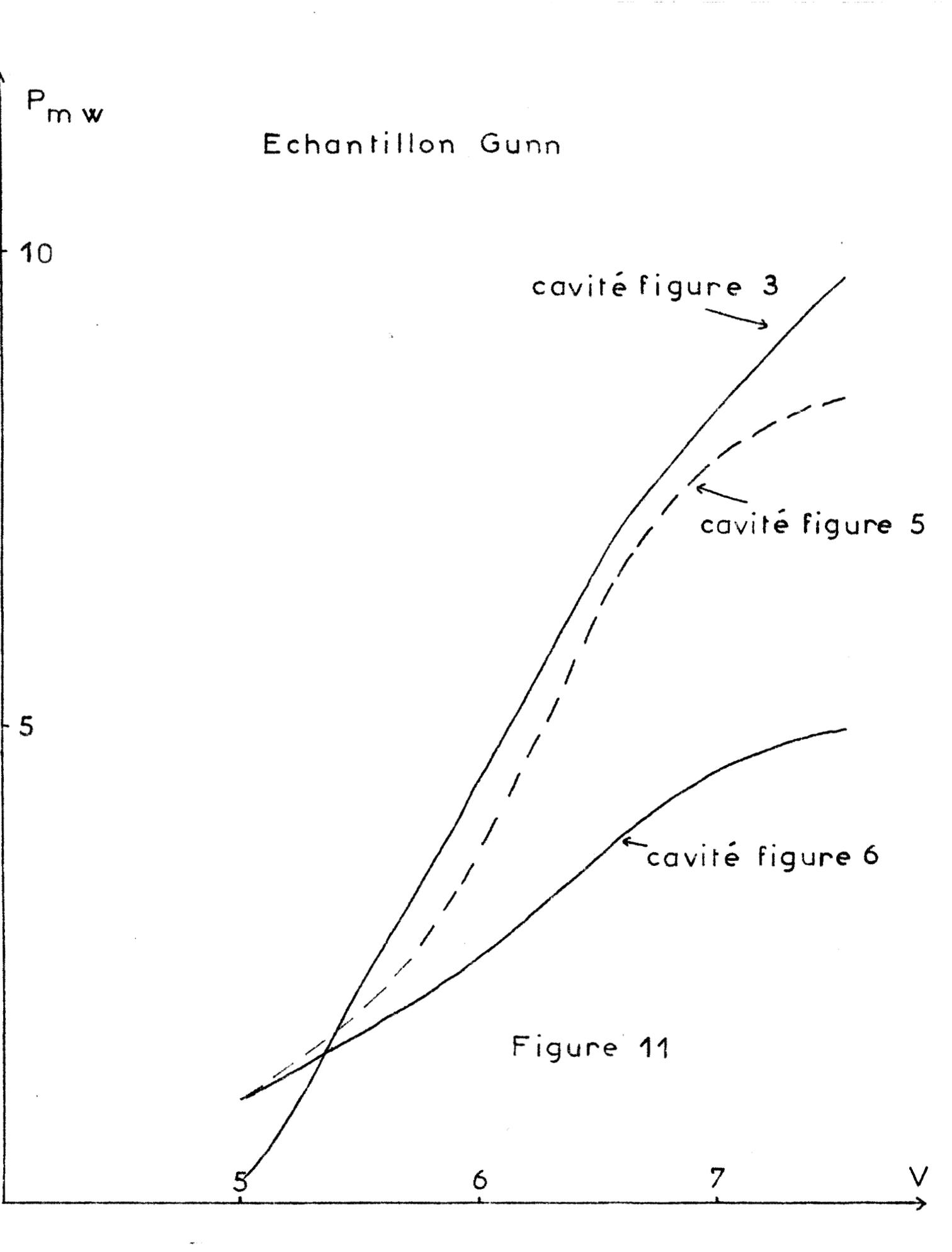
Figure 11

5

6

7

V



\* Le schéma d'étude est représenté figure 13

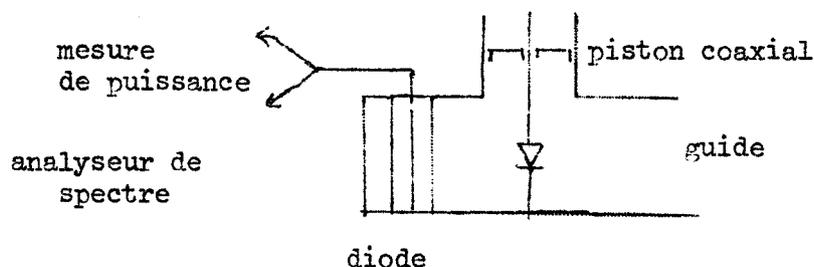
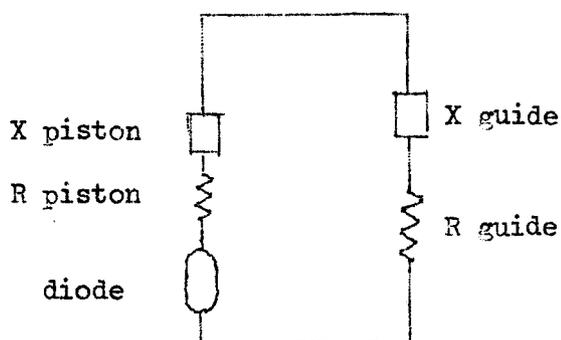


Figure 13

Pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure, le guide présente une impédance caractéristique imaginaire donnée par une relation du type

$$Z_c = 2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{a}{b} \quad \text{où } \lambda_g \text{ est imaginaire.}$$

Le schéma équivalent est alors le suivant



On peut, à partir de R piston et guide déterminer pour les différentes fréquences d'oscillation observées, le courant de seuil et comparer aux valeurs relevées expérimentalement. La détermination de R piston et R guide est cependant difficile aussi nous nous contenterons de vérifier qualitativement la condition d'oscillation.

Etant données les faibles variations de fréquence ainsi étudiées (5 à 6,5 GHz) nous supposerons dans cette étude que les coefficients de qualité du piston coaxial et du guide sont constants.

A l'aide de ces hypothèses, nous allons montrer que la condition  $R_{\text{diode}} + R_{\text{piston}} + R_{\text{guide}} = 0$  est vérifiée ou tout au moins que les lois de variation de  $R_{\text{diode}}$ ,  $R_{\text{piston}}$  et  $R_{\text{guide}}$  concordent avec cette relation.

#### \* Vérification qualitative

On relève pour différents courants la position du piston coaxial permettant l'entrée en oscillation et la fréquence correspondante

Sachant que la cavité résonne en  $\lambda/2$ , on peut en déduire les positions de piston correspondant au plan de court circuit pour chaque fréquence et par conséquent calculer la partie imaginaire de l'impédance ramenée par le piston coaxial.

Comme  $Q_{\text{piston}} = \frac{X_{\text{piston}}}{R_{\text{piston}}} = \text{Cste}$ , on peut en déduire les variations relatives de  $R_{\text{piston}}$  en fonction de la fréquence donc du courant.

De même  $Q_{\text{guide}} = \frac{X_{\text{guide}}}{R_{\text{guide}}} = \text{Cste}$  permet de déduire les variations relatives de  $R_{\text{guide}}$  en fonction du courant.

L'expression théorique de la partie réelle de l'impédance de la diode s'écrit (cf. 3 )

$$R_D = \frac{1}{C_t \omega} \frac{I_o}{I_o - I_x} \chi(\theta)$$

où  $\chi(\theta) = \frac{1 - \cos \theta}{\theta} \approx \frac{\theta}{2}$  si  $\theta = \omega t$  est faible et en prenant

$\frac{I_o}{I_x} \gg 1$ , on obtient

$$R_D \approx K \frac{I_o}{\omega^2}$$

Ceci permet de tracer les variations relatives de  $R_D$  avec  $I_o$  et  $\omega$

La forme des courbes  $R$  diode,  $R$  piston et  $R$  guide est compatible avec la condition  $R_{\text{diode}} + R_{\text{piston}} + R_{\text{guide}} = 0$ , comme le montre la figure 14.

Cette vérification est cependant très qualitative, on constate simplement que  $R$  piston et  $R$  guide varient sensiblement de la même façon que  $R$  diode.

Variations relatives  
de  $R_{diode}$   $R_{piston}$  et  $R_{guide}$

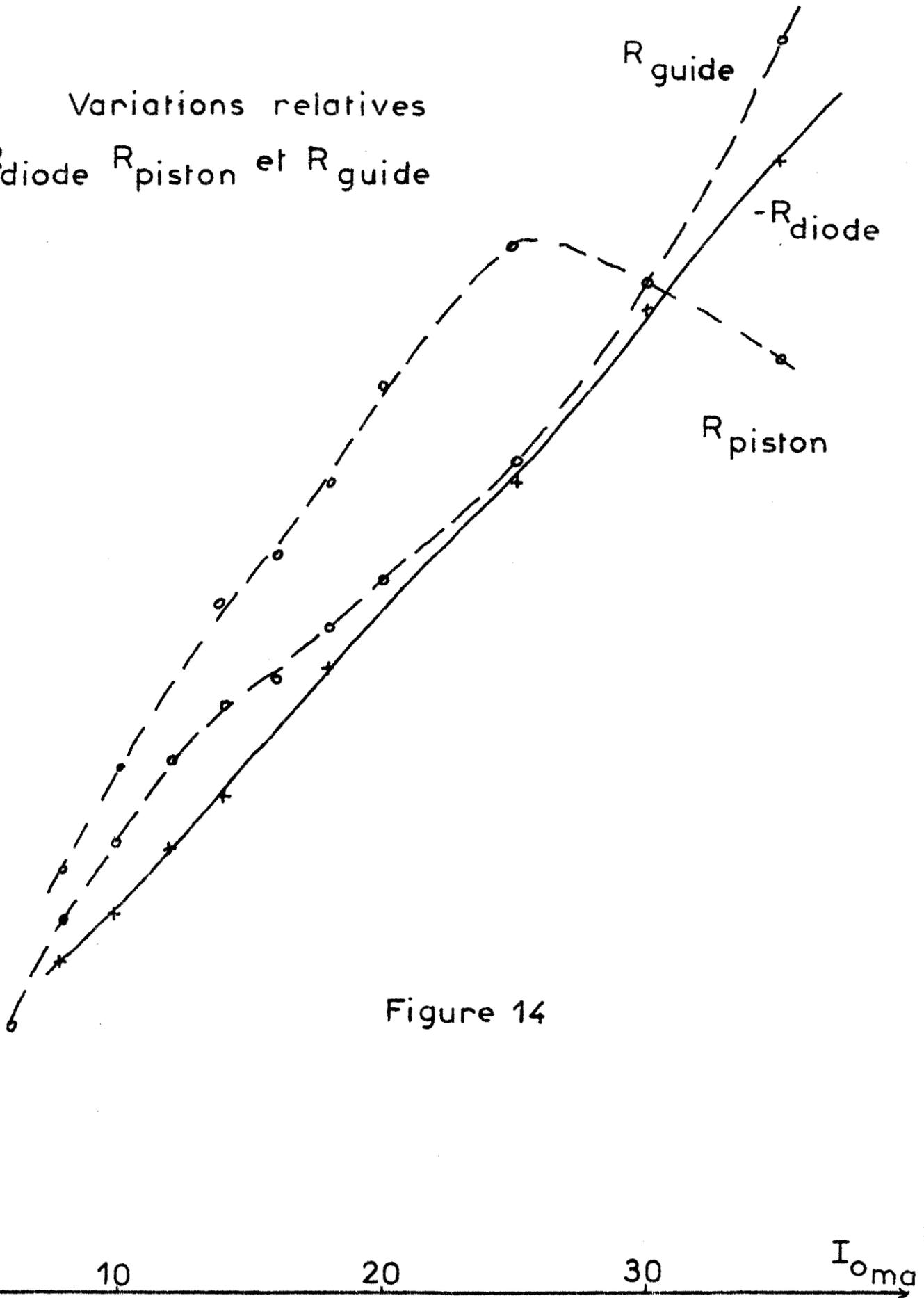


Figure 14

## C O N C L U S I O N

Au cours de cette étude, nous avons montré l'influence que pouvait avoir la monture hyperfréquence sur les performances d'un oscillateur à diode avalanche ou à diode Gunn.

En conséquence, si on veut optimiser ces performances, il est nécessaire d'étudier théoriquement et expérimentalement les structures hyperfréquences permettant d'obtenir les meilleures caractéristiques.

L'étude présentée ici ne constitue qu'un travail préliminaire et nous espérons dans un proche avenir définir de façon plus précise les circuits hyperfréquences qui permettront d'exploiter au maximum les possibilités des éléments actifs semi-conducteurs tels que diodes à avalanche et diodes Gunn.

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

- (1) ALLAMANDO E. "Sur la réalisation d'un oscillateur à l'état solide fonctionnant dans la bande X"  
Mémoire Ingénieur C.N.A.M., novembre 1966
- (2) TAGER A.S. "La diode à temps de transit et son utilisation en hyperfréquences"  
Soviet Physics, Mai Juin 1967
- (3) Rapport I.R.E.L. "Propriétés hyperfréquences des semi-conducteurs en avalanche" Avril 1968
- (4) I.R.E.L. - L.E.P. : "Diodes semi-conductrices en régime d'avalanche, application aux hyperfréquences" Onde électrique, Juillet 1968

