

Buu 20200666

Castelain

50376
1971
173

DIPLOME D'ETUDES APPROFONDIES EN SCIENCES PHYSIQUES

=====
Mention ELECTRONIQUE.
=====

Etude Théorique et expérimentale
de l'impédance hyperfréquence des diodes en
Régime d'avalanche.

P A R

André CASTELAIN .

Maître ès Sciences



LILLE, le 13 Juillet 1971

S O M M A I R E

=====

INTRODUCTION

I - CALCUL DE L'IMPEDANCE D'UNE DIODE A AVALANCHE.

I₁ - Equations régissant le comportement d'une jonction en avalanche.

I_{1.1} - Hypothèses de départ

I_{1.2} - Equation de Read.

I₂ - Impédance de la diode.

I₃ - Schéma équivalent.

II - DISPOSITIFS DE MESURES

II₁ - Mesure de la tension d'avalanche

II₂ - Mesure de la capacité de jonction

II₃ - Mesures de la résistance de charge d'espace.

II_{3.1} - Mesure au pont

II_{3.2} - Mesure à l'analyseur de réseau Hewlett Packard

II_{3.3} - Mesure en impulsions

II_{3.4} - Intérêts et inconvénients de ces différentes méthodes.

II_{3.5} - Mesures des éléments du quadripole encapsulation

III- RESULTATS EXPERIMENTAUX ET INTERPRETATION

III₁ - Détermination des paramètres de la diode en avalanche

III_{1.1} - Calcul de W , δ , S_e .

III_{1.2} - Calcul de la surface en avalanche

III₂ - Comparaison et interprétation des résultats

III_{2.1} - Obtention de la courbe théorique de l'impédance en fonction du courant.

III_{2.2} - Interprétation des résultats

III₃ - INFLUENCE DE L'encapsulation.

CONCLUSION

INTRODUCTION

L'étude du fonctionnement d'une diode à avalanche et à temps de transit ainsi que la détermination de ses paramètres caractéristiques nous amène à considérer celle-ci comme un quadripôle passif représentant l'encapsulation, fermé sur un dipôle constitué par la jonction semi-conductrice.

Dans ce travail, nous nous proposons de préciser le schéma équivalent de la diode encapsulée de structure $p^+ n n^+$ à l'arséniure de gallium.

Dans une première partie, nous étudions l'impédance théorique présentée par une telle jonction et son schéma équivalent modifié par l'influence de l'encapsulation.

Dans une deuxième partie, nous donnons les différentes méthodes de mesure permettant d'atteindre les paramètres fondamentaux de la diode ainsi que ceux du quadripôle encapsulation.

Enfin, dans une troisième partie, nous comparons les courbes obtenues à partir des résultats des mesures précédentes avec la courbe expérimentale. Nous discutons ensuite de l'encapsulation.

CHAPITRE 1

CALCUL DE L'IMPEDANCE D'UNE DIODE A AVALANCHE

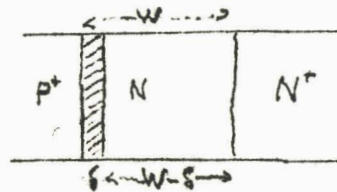
1.1. - EQUATIONS REGISSANT LE COMPORTEMENT D'UNE JONCTION EN AVALANCHE

1.1.1. - Hypothèses de départ

Pour la mise en équation du phénomène d'avalanche nous devons admettre un certain nombre d'hypothèses :

. Le modèle considéré est unidimensionnel et constitué de deux zones distinctes :

- une zone d'émission de porteurs de longueur δ
- une zone de transit des électrons de longueur $W - \delta$



- . Les taux de génération des porteurs sont égaux
- . Les vitesses des électrons et des trous sont identiques et égales à leur vitesse limite.

$$v_n = v_p = v_l$$

. Le courant de conduction $I_{ca}(t)$ est indépendant de x ainsi que le champ électrique dans la zone d'avalanche.

. Le courant de saturation I_s est négligeable.

1.1.2. - Equation de Read

Avec ces hypothèses nous pouvons appliquer l'équation de Read (1)

$$\frac{\tau \delta}{2} \frac{dI_{ca}(t)}{dt} = I_{ca}(t) \left\{ \int_0^{\delta} \alpha_{ET}(t) dx - 1 \right\} \quad (1)$$

où $\tau_\delta = \frac{\delta}{v}$ est le temps de transit des porteurs dans la zone d'émission.

$E_T(t)$: champ électrique total = $E_0 + E_1 \text{ alt} - \Delta E_0$

$$E_T = a e^{-\left(\frac{b}{E}\right)^2}$$

L'intégration de (1) donne

$$I_{ca}(t) = I_0 \exp \left\{ \frac{2}{\tau_\delta} \int_0^t \left[\int_0^\delta \alpha_{ET}(t) dx - 1 \right] dt \right\}$$

où I_0 représente la valeur du courant à l'origine du temps. La présence d'un champ électrique alternatif entraîne que la condition d'avalanche doit être satisfaite en moyenne sur le temps.

$$\frac{1}{T} \int_0^T \int_0^\delta \alpha_{ET}(t) dx dt = 1$$

Cette condition correspond à l'apparition du champ ΔE_0 que nous calculons numériquement.

La diode étant alimentée par un générateur de courant, il faut que la composante continue du courant $I_{ca}(t)$ soit égale au courant de polarisation I .

$$\frac{1}{T} \int_0^T I_{ca}(t) dt = I$$

Cette condition nous permet de déterminer la constante d'intégration I_0 .

1.2. - IMPEDANCE DE LA DIODE

La résolution de l'équation de Read nous donne l'impédance de la zone d'avalanche à laquelle il faut ajouter l'impédance de la zone de transit. Ces calculs ayant été faits par différents auteurs (2 - 3) nous donnons l'expression de cette impédance $Z = R + jX$.

Avec pour la fréquence fondamentale

$$R_{D1} = \frac{(W - \delta)}{\gamma_1} \left| \frac{(1 - \cos \theta_1) v_1 + 2 \sin \frac{\theta_1}{2} \cos \left(\phi_1 - \frac{\theta_1}{2} \right) + \omega \tau \cos \phi_1}{\theta_1 \left| 1 + \frac{1}{v_1^2} + \frac{2 \sin \phi_1}{v_1} \right|} \right|$$

$$X_{D1} = \frac{W - \delta}{\gamma_1} \left| v_1 \frac{W \tau}{W - \delta} - \frac{v_1 \sin \theta_1 + 2 \sin \frac{\theta_1}{2} \sin \left(\phi_1 - \frac{\theta_1}{2} \right) + \omega \tau (\sin \phi_1 + V_1)}{\theta_1 \left| 1 + \frac{1}{v_1^2} + 2 \frac{\sin \phi_1}{v_1} \right|} \right|$$

Avec $\gamma_1 = \frac{I_1}{E_1}$

$v_1 = \frac{\gamma_1}{\omega \epsilon S}$ module de la conductivité d'injection

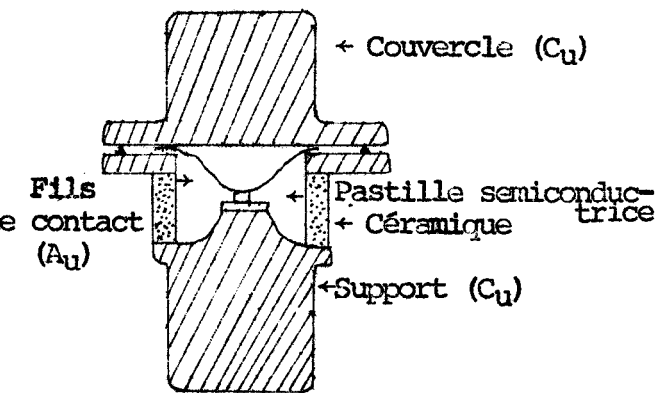
ϕ_1 phase de la conductivité d'injection

$\tau = \frac{\delta}{v}$

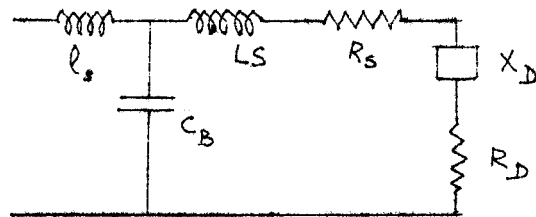
1.3. - SCHEMA EQUIVALENT

Du point de vue alternatif nous voyons donc que la jonction se réduit à une résistance positive ou négative en série avec une réactance.

Quant à l'étude de l'encapsulation, elle se ramène à celle d'un quadripole dont il nous faut déterminer les éléments localisés.



COUVERCLE D'UNE DIODE



Le schéma équivalent pour la diode encapsulée (4 - 5) est représenté par la figure ci-dessus.

Les éléments localisés sont les suivants :

- . La réactance et résistance de la diode représentées par X_D et R_D
- . Les résistances séries dues aux contacts et à la résistance du substrat représentées par R_S
- . L'inductance L_S représentant la self des fils de contacts
- . l_s représentant les conductances équivalentes dues à des changements de plans de référence ainsi qu'à des ruptures d'impédance.

Ce schéma théorique idéal devrait être valable à toutes les fréquences et il semble correspondre aux fréquences d'utilisation en oscillation.

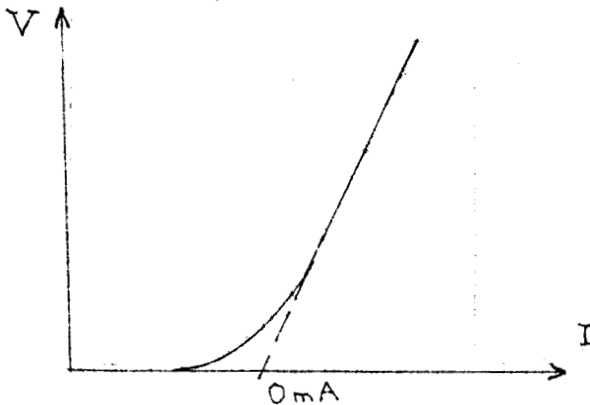
Nous envisageons maintenant de déterminer les éléments.

DISPOSITIFS DE MESURES

Pour obtenir le schéma réel nous allons déterminer les paramètres de la jonction ainsi que ceux du quadripole équivalent à l'encapsulation par diverses mesures telles que la mesure de la tension d'avalanche, de la capacité en fonction de la tension inverse, de la résistance de charge d'espace, de la capacité boitier ainsi que de LS

I.1. - MESURE DE LA TENSION D'AVALANCHE

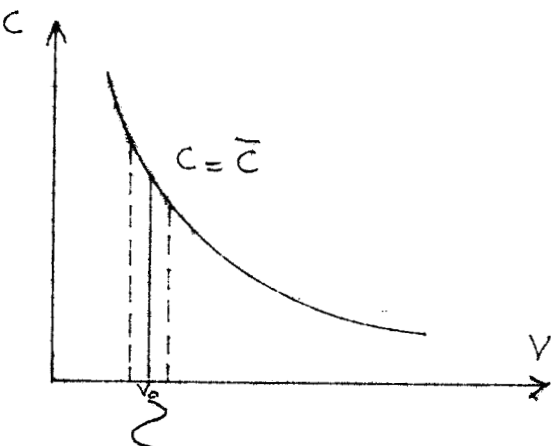
La mesure de la tension d'avalanche se fait à partir du tracé de la caractéristique $I(V)$ inverse prolongée afin d'obtenir V_a à 0 mA. Ceci permet de s'affranchir du courant de saturation par exemple.



II.2. - MESURE DE LA CAPACITE DE JONCTION

Cette mesure a été effectuée à l'aide d'un pont de mesure réalisé dans notre laboratoire par Monsieur OUDART (6).

Ce pont a été légèrement modifié pour améliorer la précision et tenir compte des caractéristiques des diodes actuelles.



L'influence de l'effet paramétrique était trop important. Pour cela nous avons diminué le niveau de la tension HF ce qui a entraîné une dégradation du rapport signal sur bruit au niveau du détecteur de phase.

En outre l'amplificateur précédant le détecteur était un amplificateur sélectif à quartz et une faible variation de température entraînait une variation de phase trop importante.

Nous avons donc remplacé cet amplificateur sélectif par un amplificateur à gain élevé et à bande suffisamment large afin d'éviter la rotation de phase.

L'extension de la gamme de mesure a été obtenue par l'emploi de capacités additionnelles.

Pour faciliter le calcul de la concentration en impuretés et du profil de dopage un moteur dont la vitesse de rotation est de un tour par minute entraîne la vis micrométrique de la capacité étalon. Une butée placée sur cette vis déclenche tous les tours, un contacteur permettant d'obtenir ainsi un échantillonnage de la tension affichée sur un voltmètre digital numérique pour des variations constantes de la capacité.

II.3. - MESURES DE LA RESISTANCE DE CHARGE D'ESPACE R_C

Pour déterminer R_C il faut éviter d'échauffer la diode par le courant de polarisation. Nous allons présenter trois méthodes de mesures utilisées au laboratoire, de la résistance différentielle

II.3.1. - Mesure au pont (?)

Le pont d'impédance utilisé nous donne la valeur de la résistance de charge d'espace en fonction du courant de polarisation. Pour se situer hors du domaine de relaxation thermique, la fréquence de travail est fixée à 10 MHz

II.3.2. - Mesure à l'analyseur de réseau Hewlett Packard

Cet appareil permet d'obtenir des informations sur l'impédance d'une diode dans une gamme de 100 MHz à 12,4 GHz. Les informations peuvent être sorties soit sur abaque de Smith, soit sur un voltmètre numérique avec des valeurs proportionnelles au module et à la phase du coefficient de réflexion.

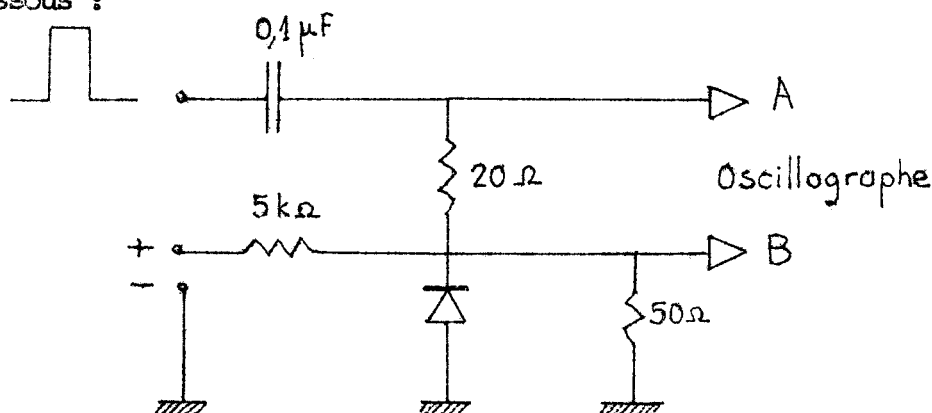
Nous effectuons cette mesure à 100 MHz car à cette fréquence le quadripôle "encapsulation" est transparent et l'impédance de la diode tend vers la résistance de charge d'espace.

II.3.3. - Mesure en impulsions

On trace la caractéristique inverse $I = f(v)$ en impulsions de très faible largeur. La durée et la récurrence de ces dernières étant limitées pour éviter l'échauffement de la diode.

La résistance de charge d'espace pour une valeur de courant est déterminée par la pente de cette courbe en ce point.

Le dispositif expérimental est représenté schématiquement (8) ci-dessous :



II.3.4. - Intérêts et inconvénients de ces différentes méthodes

La méthode au pont ne peut s'envisager qu'à faible courant de même que la mesure à l'analyseur de réseau qui a cependant l'avantage d'être rapide.

Quant à la mesure en impulsions, elle permet de tracer la caractéristique $I = f(v)$ sans effet de température, mais l'imprécision sur les résultats expérimentaux et la nécessité d'une méthode indirecte pour obtenir R_C entraîne une certaine erreur sur les résultats.

Toutefois cette méthode permet d'obtenir des valeurs de R_C pour des courants plus forts.

Cette méthode est cependant limitée par des claquages de diodes pour des impulsions élevées.

II.3.5. - Mesures des éléments du quadripole encapsulation

Il nous faut déterminer les éléments du quadripole "encapsulation" par des méthodes statiques et dynamiques.

La mesure de C_B est obtenue au pont OUDART en prenant comme référence une diode en téflon.

L'inductance L_S peut être obtenue de deux manières différentes :

- A une fréquence donnée, par exemple 6 GHz, on effectue les mesures suivantes :

. on fait la référence de phase à l'aide d'une diode court-circuit en laiton.

. On place ensuite la diode à mesurer en faisant varier la tension inverse V_R afin d'obtenir la même phase du coefficient de réflexion, on a alors résonance série de L_S et de C_j , C_j étant déterminé pour cette tension par la mesure au pont de capacité, d'où l'on obtient L_S .

- Une autre méthode peut être utilisée :

. La diode est polarisée fortement en direct, $C_j \rightarrow \infty$, il reste alors C_B et L_S en parallèle ; de la valeur de l'impédance obtenue nous déduisons L_S .

CHAPITRE III

RESULTATS EXPERIMENTAUX ET INTERPRETATION

III.1. - DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA DIODE EN AVALANCHE

Des mesures de la tension d'avalanche, de la capacité en fonction de la tension inverse, de la résistance de charge d'espace, nous allons voir comment il est possible de déterminer :

- . La longueur W de la zone désertée
- . La longueur δ de la zone en avalanche
- . La surface de la jonction S_e
- . La surface réellement en avalanche S_A

III.1.1. - Calcul de W , δ , S_e

De la mesure de capacité nous obtenons une information sur le produit NS^2 en fonction de la variable longueur x où N représente le dopage moyen en impuretés.

La mesure de la tension d'avalanche nous donne la valeur de N à partir d'abaques calculés numériquement (9).

Le rapport de ces deux grandeurs détermine une première valeur de la surface de la jonction. Soit S_{e1} la valeur ainsi obtenue.

La comparaison des capacités expérimentale et théorique à une tension fixée (- 5 volts dans notre cas) nous donne une autre détermination de cette surface. Soit S_{e2} la valeur obtenue.

Cette capacité théorique est obtenue à partir d'abaques $C_{-5V} = f(N)$ (9).

La valeur réelle de la surface est comprise entre ces deux déterminations.

Nous pouvons, de la valeur de la capacité, déduire la longueur W de la zone désertée :

$$W = \frac{\epsilon S}{C}$$

La connaissance de $N(x)$ nous permet également de calculer numériquement la caractéristique courant-tension de la diode en régime d'avalanche. De cette courbe nous pouvons calculer la résistance de charge d'espace théorique.

De cette résistance R_C théorique connaissant la longueur de la zone désertée, il est facile de déterminer la longueur de la zone avalanche δ en effet :

$$R_{Cth} = \frac{(W-\delta)^2}{2 \epsilon V S_{th}}$$

Pour la diode 8 AC 20 que nous avons particulièrement étudiée nous trouvons les résultats suivants pour deux températures 20°C et 200°C.

A 20°C :

$$W = 2,8 \mu \quad \delta = 0,6 \mu \quad S_J = 6,1 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$$

A 200°C :

$$W = 3,2 \mu \quad \delta = 0,6 \mu \quad S_J = 6,1 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$$

III.1.2. - Calcul de la surface en avalanche

A l'aide des dispositifs de mesures cités précédemment, nous avons tracé la caractéristique $R_C = f(I)$.

Elle nous donne par extrapolation à zéro mA, la valeur de R_{C0} que nous comparerons à R_{Cth} .

Les trois méthodes de mesures donnent à la précision et aux effets thermiques près, les mêmes courbes. Nous les avons représentées sur la courbe (1)

Pour la diode étudiée, nous constatons que les courbes de R_C ont la même allure dans leur première partie, mais qu'au delà d'un certain courant elles présentent certaines différences que nous allons interpréter.

Dans la partie (1) nous voyons une diminution rapide de la valeur de la résistance de charge d'espace. Ceci est dû à la mise en avalanche progressive de la surface.

Dans la partie (2) nous observons une augmentation de cette résistance, ceci peut être dû soit à l'apparition des effets thermiques, soit à une augmentation de la longueur de la zone désertée. Cette deuxième explication semble être la bonne, en effet la courbe de R_C obtenue en impulsions, où les phénomènes de température sont exclus, présente la même concavité.

Par contre la troisième partie de la courbe indique l'influence de la température car cette augmentation de résistance n'apparaît pas sur la courbe obtenue en impulsions.

100 R_c

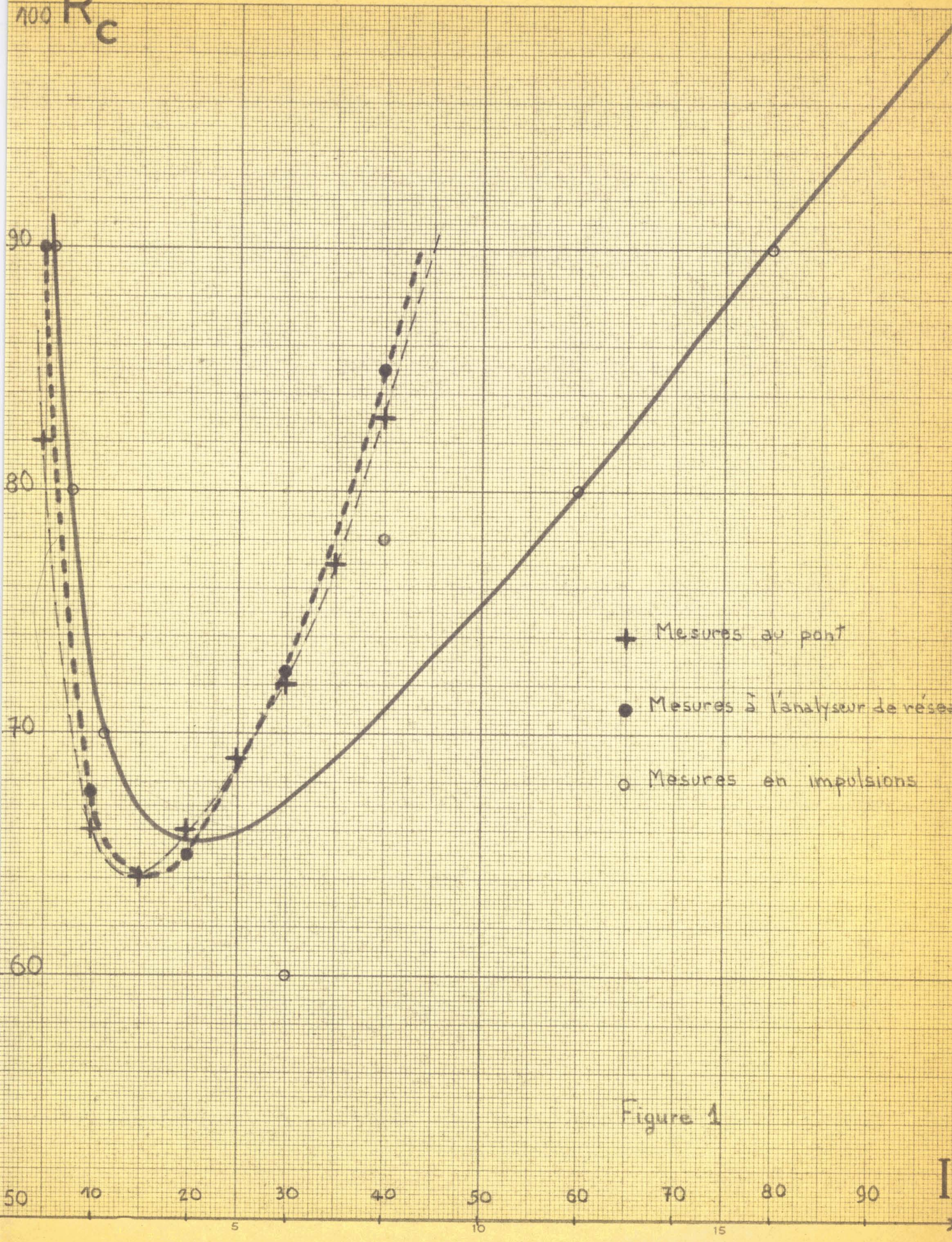


Figure 1

De cette valeur R_{Cth} définie précédemment, nous pouvons obtenir la surface réellement en avalanche S_A .

Le calcul de la résistance théorique de charge d'espace ne correspond pas à la valeur mesurée. Elle est toujours inférieure à celle-ci.

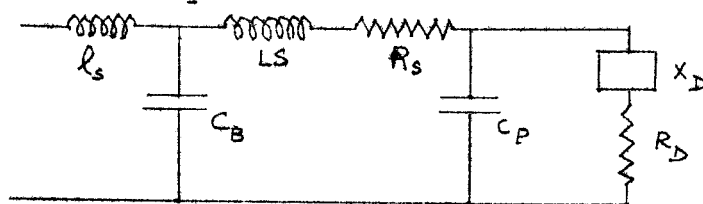
Il apparaît que l'écart entre les deux valeurs de résistances vient du fait que toute la surface de la jonction n'est pas en avalanche. Il nous faut donc introduire la surface réellement en avalanche obtenue à partir de l'expression :

$$S_A = \frac{R_{Cth}}{R_{Co}} S_e$$

La jonction se comporte alors comme une diode à avalanche de surface S_A et une capacité parasite en parallèle de valeur CP .

$$CP = \frac{(S_e - S_A)}{W}$$

Le schéma équivalent se modifie donc



III.2. - COMPARAISON ET INTERPRETATION DES RESULTATS D'IMPEDANCES

III.2.1. - Obtention de la courbe théorique, de l'impédance en fonction du courant.

L'analyseur de réseau permet d'obtenir le tracé des impédances en fonction du courant de polarisation sur abaque de Smith.

Cette méthode est directe et "parlante", en effet nous voyons immédiatement les parties intéressantes de fonctionnement.

Ces courbes d'impédances linéaires et non linéaires pour diverses fréquences, nous ont amenés à mettre au point une méthode numérique qui permettait la comparaison directe des diodes encapsulées.

Il nous a fallu réaliser un programme de calcul d'impédances avec utilisation d'une table tracante afin de reproduire l'abaque de Smith.

Nous en donnons à la page suivante l'organigramme.

ORGANIGRAMME

début

données $\epsilon, \delta, \alpha, V, F_0, T, PAS$

$E_1 =$ valeur initiale

$\Delta E = 10$

condition d'avalanche

$$A = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\int_0^{\delta} a e^{-\left(\frac{b}{E}\right)^2} dx dt \right]$$

$\Delta E =$
 $\Delta E + h$

$|A-1| < 10^{-4}$

nouvel-
le
valeur
de E_1

$I =$ valeur initiale

Equation de Read

$$\frac{I_0}{2} \frac{dI_{ca}(t)}{dt} = I_{ca}(t) \left\{ \int_0^{\delta} \alpha dx - 1 \right\}$$

développement en série de Fourier de $I_{ca}(t)$

Nouvelle valeur de I

données zone de transit
 W, SA

impédance de la zone en avalanche
 R_1, X_1

impédance de la diode avalanche
 R_{D1}, X_{D1}

CP
 RF

impédance de la diode totale
 R_{DP}, X_{DP}

données de l'en-
capsula-
tion
 L_s, l_s, CB

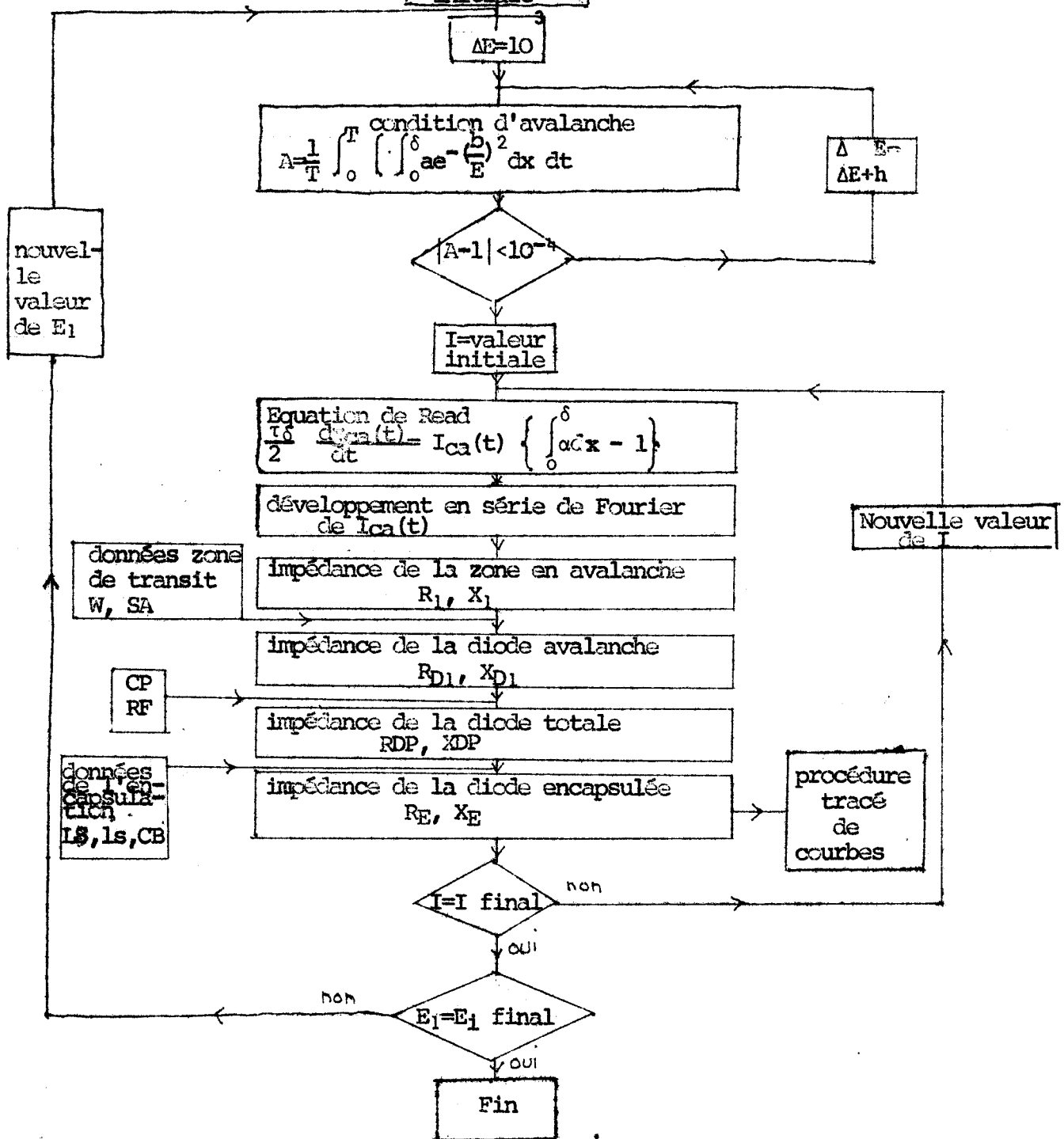
impédance de la diode encapsulée
 R_E, X_E

procédure tracé de courbes

$I = I$ final

$E_1 = E_1$ final

Fin



III.2.2. - Interprétation des résultats

Les lois de variations en fonction de la température des paramètres du semiconducteur (taux d'ionisation et vitesse des porteurs) n'étant pas parfaitement connues, nous avons préféré, dans une première étape, tracer les courbes à 20°C et à 200°C. La courbe réelle devra être comprise entre ces deux courbes qui correspondent aux valeurs extrêmes de fonctionnement.

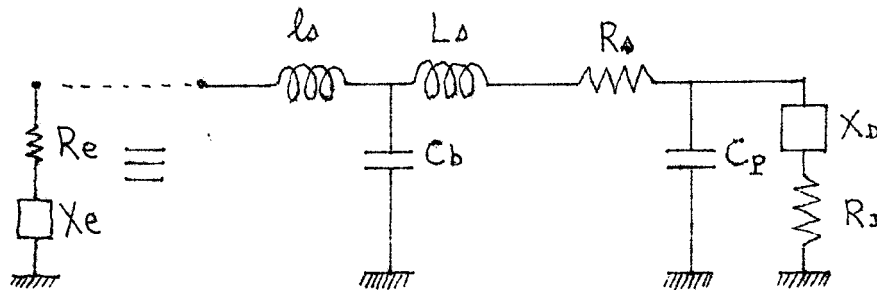
Nous présentons (figure 2) à une fréquence (10 GHz) les courbes obtenues par le calcul numérique, ainsi que la courbe expérimentale. Ces résultats montrent que l'hypothèse d'une surface non en avalanche pour les courants actuels d'utilisation est vérifiée.

D'autres courbes d'impédance tracées à 8 GHz et à 12 GHz ont mis en évidence le même phénomène.

L'étude en haute fréquence confirme donc ce que l'étude de R_C laissait pressentir.

III.3. - INFLUENCE DE L'ENCAPSULATION

Nous avons vu que le schéma équivalent réel de la diode encapsulée était :



La grandeur intéressante du point de vue utilisation est le coefficient de réflexion ρ de l'ensemble car elle tient compte de R_e et de X_e .

Pour que $|\rho| > 1$, il faut nécessairement qu'il existe à l'entrée du quadripole une résistance négative. Toutefois il faut remarquer que cette résistance négative ramenée à l'entrée, ne correspond pas généralement au maximum de résistance négative théorique de la pastille semiconductrice.

En effet la valeur de $|\rho|$ dépend des éléments quadripole "encapsulation".

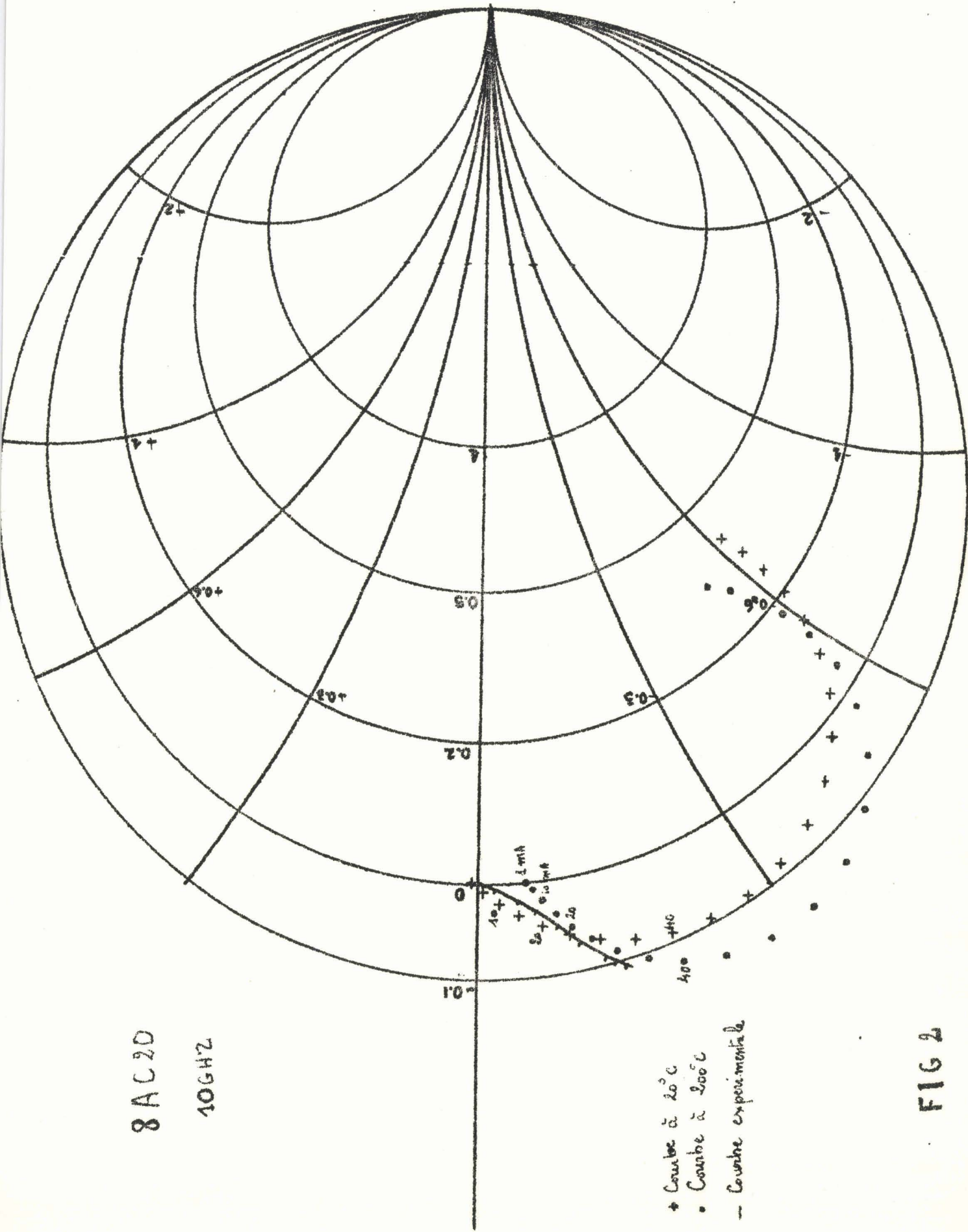


FIG 2

Nous avons étudié l'influence de chaque terme de ce quadripole afin de déterminer les éléments les plus néfastes. Dans ce but nous avons tracé quelques courbes donnant le module de $|\rho|$ en fonction du courant en faisant évoluer les différents éléments. (figure 3)

Nous avons tracé la valeur du module du coefficient de réflexion pour la diode à deux températures différentes (courbes 3a et 3b) où les éléments parasites sont les plus probables.

La courbe (3c) montre, pour une variation de R_s de 100 %, que l'influence de R_s n'est pas très importante pour la valeur de $|\rho|$. Toutefois cette dernière est très gênante en puissance.

Pour une variation de l'inductance LS de 100 % nous voyons par contre que la valeur $|\rho|$ est nettement améliorée (figure 3d). Ceci était d'ailleurs prévisible, elle joue en effet un rôle d'adaptation.

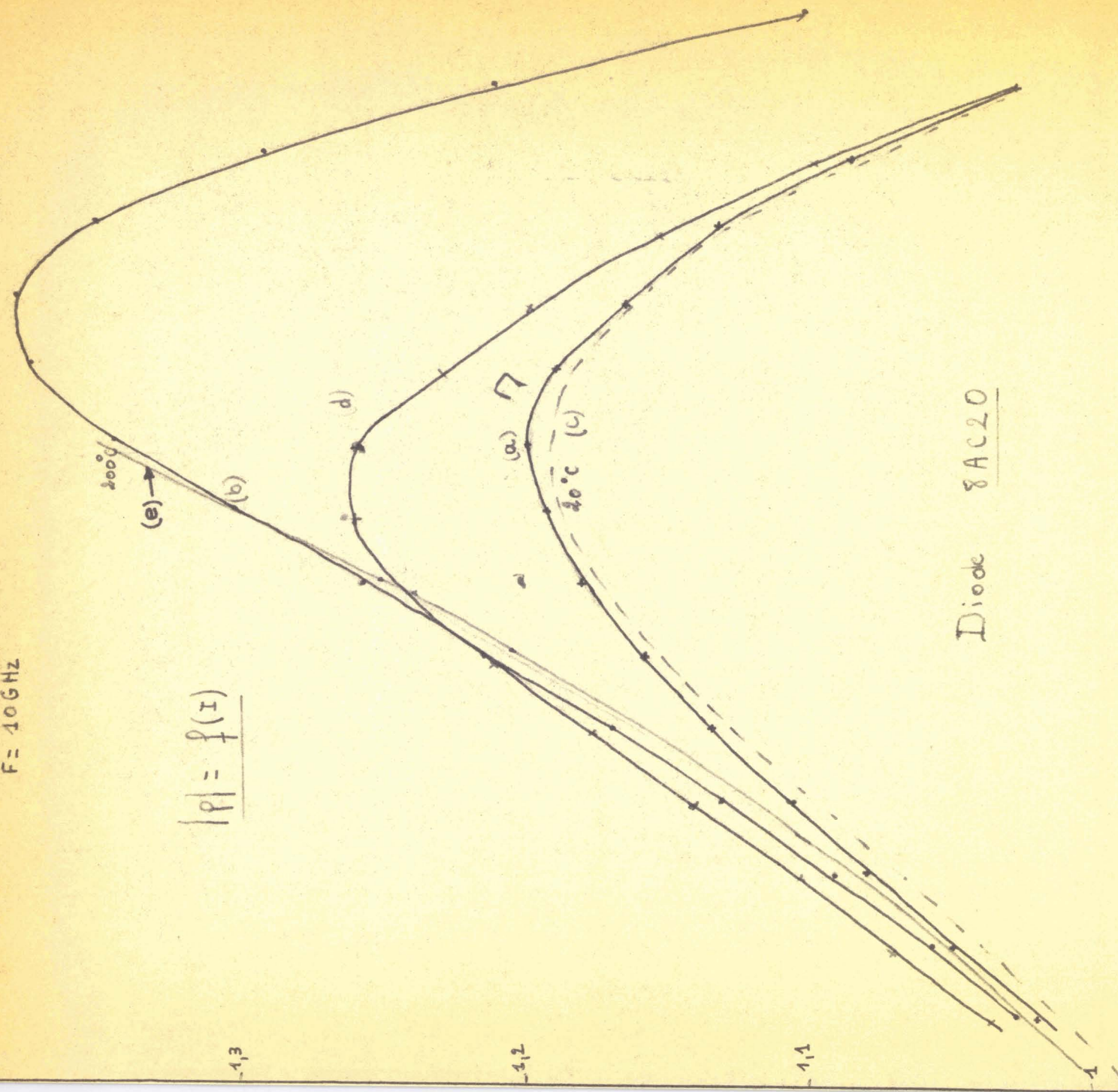
Les éléments les plus néfastes sont les capacités parasites. Elles font chuter la valeur de la résistance négative (figure 4).

Nous voyons donc que l'encapsulation limite les performances des diodes. Nous sommes amenés à penser que seules les structures microbandes que ne nécessitent pas obligatoirement l'encapsulation de la pastille semi-conductrice permettant l'obtention de grandes performances.

-4,4 |ρ|

F = 10 GHz

$$|ρ| = f(I)$$



* Courbes théorique: du coefficient de réflexion

- Courbe expérimentale. (e)

--- $R_s = 1 \Omega$

Figure (3)

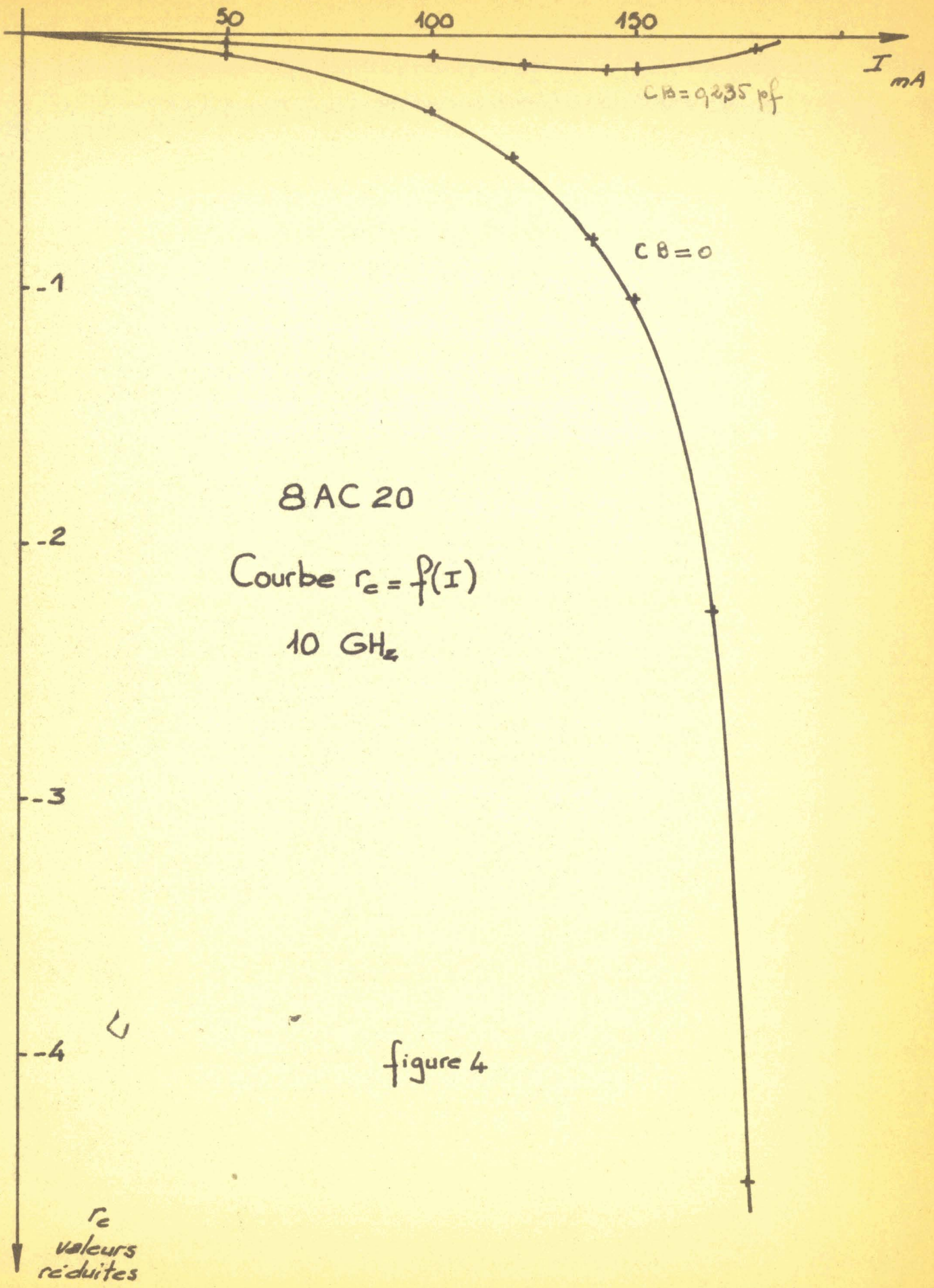
0,9

20

40

60

70 I mA



CONCLUSION

=====

Dans le travail que nous venons d'exposer, nous avons mis au point un programme numérique permettant la comparaison des résultats théoriques et expérimentaux.

Nous avons mis en évidence la présence d'une capacité en parallèle sur la diode et susceptible de modifier sa qualité.

Nous avons aussi vu que l'encapsulation avait un rôle néfaste exceptée la self qui peut améliorer l'adaptation.

Une étude en régime non linéaire permettrait d'atteindre d'autres paramètres fondamentaux tels que les dérivées premières et secondes du taux d'ionisation.

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

=====

- 1 - W.T. READ : A proposed high frequency negative resistance diode.
B S T J, vol 37, P 401 - 446, 1 958.
- 2 - B. BOITIAUX, E CONSTANT, B. KRAMER, M. LEFEBVRE, G VAESKEN, A SEMICHON
Propriétés générales des diodes semiconductrices en régime d'avalanche.
Acta Electronica, Vol 12, N°2, p 157-200, 1 969
- 3 - I DOUMBIA : Oscillations multifréquences des diodes semiconductrices en régime d'avalanche. Thèse 3ème cycle - LILLE - 1 971.
- 4 - P.T CREILING, G HADDAD : Large signal equivalent circuits of avalanche transit - time devices.
I.E.E.E. trans., vol MTT 18, n°11, 1 970.
- 5 - J.W. GEBARTOWSKI : Active IMPATT diode Parameters obtained by computer reduction of experimental data.
I.E.E.E Trans, Vol MTT 18, n° 3, 1 970.
- 6 - M. OUDART : Détermination expérimentale du profil de concentration en impuretés des structures semiconductrices.
Mémoire INGENIEUR C N A M - LILLE - 1 969.
- 7 - J. PAUQUET : Sur la réalisation d'un dispositif électronique permettant la détermination des propriétés thermiques, électriques et structurales des diodes semiconductrices polarisées en régime d'avalanche.
Mémoire Ingénieur C N A M - LILLE - 1 968.
- 8 - G VAESKEN : Régime transitoire et permanent dans une diode avalanche semiconductrice en hyperfréquence.
Thèse 3ème cycle - LILLE - 1 970
- 9 - J PRIBETICH Thèse 3ème cycle LILLE (à paraître)

```

'BEGIN' 'INTEGER' I, N, M, P, Q, SI, TI, TEST;
'REAL' EPS, S, PI, LAMB, DELTA, W, TAU, PAS, EL, ICA, V, T, DE, Z, IO, A, B, Y, PHI1, R1
, XI, C, CHAMO, CHAMP, CHAML, ICO, ICP, ICL, LBI, SC, RE, CP, D, BD, A1, B2, K5, E ;
'REAL' 'ARRAY' ET, O; N ;
'REAL' PHI;
'REAL' GAM1, NUL, TETA1, RD1, XD1, DENO, S, RS, CB, RE, XE, RDP, XDP, GE, BE;
'PROCEDURE' TRACEB (M, R, X);
'VALUE' M;
'INTEGER' M;
'REAL' 'ARRAY' R, X;
'BEGIN' 'INTEGER' I;
'REAL' H;
'REAL' RD, XD, YA, YB;
'REAL' 'ARRAY' A 1:2, 1:500.;
'PROCEDURE' NEWCURVE;
'CODE';
'PROCEDURE' TRAIT;
'CODE';
'PROCEDURE' PLOTCURVE;
'CODE';
'PROCEDURE' PLOTAX;
'CODE';
'PROCEDURE' MARQUE;
'CODE';
'PROCEDURE' MINX;
'CODE';
'PROCEDURE' MINY;
'CODE';
'PROCEDURE' SCALEY;
'CODE';
'PROCEDURE' SCALEX;
'CODE';
'PROCEDURE' PAPER;
'CODE';
'PROCEDURE' ARCTO;
'CODE';
'PROCEDURE' POINTILLE;
'CODE';
'PROCEDURE' ENDLIN;
'CODE';
PAPER (40, 40);
MINX (-0.5);
MINY (-0.75);
SCALEY (0.05618);
SCALEX (0.05618);
PLOTAX (-0.5, 0.5, "CO", "F4.1", -0.75, 0.25, "Y", "F5.2", 2);
POINTILLE (0);
'FOR' I:=1 'UNTIL' M'DO' 'BEGIN' XA:=1-(1+R )/((1+R(I))*X(I))
+X(I)*X(I);
YA:=X(I)/((1+R(I))*X(I)+X(I)*X(I));
A(1, I):=XA;
A(2, I):=YA;
'END';

```

```

MARQUE (5);
PLOT CURVE (A,M);
A(1,1):=1;
A(2,1):=0;
TRAIT (10000);
PLOT CURVE (A,1);
'FOR' RD:=0 'STEP' 0.5 'UNTIL' 1 'DO' 'BEGIN' H:=1/(LRD)/2*1780;
ARCTO (1,H,0,H,0);
'END';
ENDLIN;
'END';
N:=40;
TEST:=DATA;
CHAMO:=DATA;
CHAMP:=DATA;
CHAML:=DATA;
ICO:=DATA;
ICP:=DATA;
ICL:=DATA;
M:=(ICL-ICO)/ICP+3;
P:=(CHAML-CHAMO)/CHAMP+1;
'IF' P>M 'THEN' Q:=P 'ELSE' Q:=M;
'BEGIN' ARRAY 'F1,IC,F3 (0:N),R,X(1:P,1:M),RP,XP(1:Q);
T:=
EPS:=1,1*10-10;
S:=
LS1:=
RF:=
LS:=
CB:=
RS:=
PI:=3,141592;
V:=
K5:=406;
SC:=
W=
DELTA:=
A1:=2.05007FB2:=5.04015;
CP:=(SC-S)*EPS/W;
TAU:=DELTA/V;
PAS:=T/N;
TEXT ("PHI?EN?DEGRES ");
SPACE (3);
TEXT "A,B,C?EN?AMPERES );
SPACE (3);
TEXT ("GE?BE?RE?XE?ENVALEURSREDUITES );
PRINT (3);
SI:=0;
'FOR' E1:=CHAMO 'STEP' CHAMP 'UNTIL' CHAML 'DO' 'BEGIN' SI:=SI+1;
TI:=0;
TEXT ("E1= );
SPACE (1);
EDIT ("L10.4 ,E1);
PRINT (2);
DE:=003;
EO:=SQRT (B2/LN (A1*DELTA));
'FOR' I:=0 'STEP' 1 'UNTIL' N 'DO' 'BEGIN' ET (I) :=E1*SIN (2*PI*I/N-2*TAU/9
/T);

```



```

ET(I):=ET(I)+EO;
'END';
TY:F1(O):=O;
'FOR'I:=1'STEP'1'UNTIL'N'DO' 'BEGIN'Y:=-A1*DELTA*(EXP(-N2/(ET(I)-DE)/(
ET(I)-DE+EXP(-E2/(ET(I-1)-DE)/(ET(I-1)-DE)))/2/N;
F1(I):=F1(I-1)+Y;
'END';
TEXT("ITERATION );
SPACE(4);
EDIT("L10.4 (F1(N)-1));
SPACE(1);
EDIT("L10.4 ,DE);
PRINT(1);
'IF'(ABS(F1(N)-1))>O-5'THEN'BEGIN'DE:DE+LN(F1(N))*K5;
'GOTO'TY;
'END';
IC(O):=1;
F3(O):=O;
'FOR'I:=1'STEP'1'UNTIL'N'DO' 'BEGIN'IC(I):=EXP(2*(F1(I)-I/N)*T/TAU);
'END';
'FOR'I:=1'STEP'1'UNTIL'N'DO' 'BEGIN'Z:=(IC(I)+IC(I-1))*PAS/2;
F3(I):=F3(I-1)+Z;
'END';
'FOR'ICA:=O-3,5O-3,ICO'STEP'ICP'UNTIL'ICL'DO' 'BEGIN'TI:=TI+1;
IO:=ICA*T/F3(N);
TEXT("ICA= );
SPACE(1);
EDIT("L10.4 ,ICA);
PRINT(2);
A:=B:=O;
'FOR'I:=1'STEP'1'UNTIL'N'DO' 'BEGIN'Z:=(IC(I)*COS(2*PI/T*PAS*I)+IC(I-
1)*COS(2*PI/T*PAS*(I-1)))/N;
A:=A+Z;
Y:=(IC(I)*SIN(2*PI/T*PAS*I)+IC(I-1)*SIN(2*PI/T*PAS*(I-1)))/N;
B:=B+Y;
'END';
C:=SQRT(A*A+B*B) IO;
TEXT("A= );
SPACE(1);
EDIT("L10.4 ,IO*A);
SPACE(3);
TEXT("B= );
SPACE(1);
EDIT("L10.4 ,IO*B);
SPACE(3);
TEXT("C= );
SPACE(1);
EDIT("L10.4 ,C);
PRINT(1);
PHI:=ARCTAN(A/B);
'IF'B<O'THEN'PHI:=PHI+A/ABS(A)*PI;
SPACE(3);
TEXT("PHI= );
SPACE(1);
EDIT("L10.4 ,PHI*18O/PI);
PRINT(2);
R1:=E1*DELTA*COS(PHI)/5O/C;
X1:=-E1*DELTA*SIN(PHI)/5O/C;

```

```

GAM1:=C/E;
NUL:=GAM1/2/P1/EPS/S*T;
TETA1:=2*PI*(W-DELTA)/V/R;
PHI:=PHI1;
DENO:=(W-DELTA)/GAM1/TETA1/(1+1/NUL/NUL+2*GNN(PHI)/NUL);
RD1:=DENO*((1-COS(TETA1))*NUL+2*SIN(TETA1/2)*COS(PHI-TETA1/2)+2*PI*T
AU/T*COS(PHI));
XD1:=DENO*(NUL*SIN(TETA1)+2*SIN(TETA1/2)*SIN(PHI-TETA1/2)+2*PI*TAU/T
*(SIN(PHI)+NUL))-NUL*W/GAM1;
GD:=RD1/(RD1*RD1+XD1*XD1);
BD:=-XD1/(RD1*RD1+XD1*XD1);
GD:=1/RF+GD;
BD:=-CB*2*PI/T+BD;
RDP:=GD/(GD*GD+BD*BD);
XDP:=-BD/(GD*GD+BD*BD);
EDIT("L12.4 ,RD1);
EDIT("L13.4 ,XD1);
PRINT(2);
EDIT("L12.4. ,RDP/50);
EDIT("L12.4 ,XDP/50);
PRINT(2);
RDP:=RS+RDP;
XDP:=-LS*2*PI/T+XDP;
GE:=RDP/(RDP*RDP+XDP*XDP);
BE:=-CB*2*PI/T-XDP/(RDP*RDP+XDP*XDP);
RE:=GE/(GE*GE+BE*BE);
XE:=-BE/(GE*GE+BE*BE);
XE:=-LS1*2*PI/T+XE;
EDIT("L12.4 ,GE*50);
EDIT("L12.4 ,BE*50);
EDIT("L12.4 ,RE/50);
EDIT("L12.4 ,XE/50);
R(SI, TI):=RE/50;
X(SI, TI):=XE/50;
SPACE(3);
TEXT("R1= );
SPACE(1);
EDIT("L10.4 ,R1);
SPACE(3);
TEXT("X1= );
SPACE(1);
EDIT("L10.4 ,X1);
PRINT(2);
'END';
TEXT("*****");
PRINT(1);
'END';
'IF'TEST=0'THEN'GOTO'ET3'ELSE'BEGIN'IF'TEST<0'THEN'GOTO'ET1'ELSE
'GOTO'ET2;
'END';
ET1:'FOR'SI:=1'STEP'1'UNTIL'P'DO'BEGIN'FOR'TI:=1'STEP'1'UNTIL'M'DO
'BEGIN'RP(TI):=R(SI, TI);
XP(TI):=X(SI, TI);
'END';
TRACEB(M, RP, XP);
'END';
'IF'TEST>2'THEN'GOTO'ET3;
ET2:'FOR'TI:=1'STEP'1'UNTIL'M'DO'BEGIN'FOR'SI:=1'STEP'1'UNTIL'P'DO
'BEGIN'RP(SI):=X(SI, TI);
'END';
TRACEB(P, RP, XP);
'END';
ET3:'END';
'END';

```

