

50376
1977
122

N° d'ordre : 639

50376
1977
122

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE TROISIEME CYCLE

par

Yves BECQUELIN

Maître-ès-Sciences



**SUR UN NOUVEAU TYPE DE MODULATEUR ET
LIMITEUR HYPERFREQUENCES SUBNANOSECONDE**



030 017393 3

Soutenue le 25 Mai 1977, devant la Commission d'examen

Membres du Jury : MM.	L. RACZY	Président
	E. CONSTANT	Rapporteur
	Y. LEROY	Examineur
	B. CHIRON	Invité
	J.L. TESZNER	Invité

Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de LILLE, sous la direction de Monsieur le Professeur CONSTANT.

Qu'il me soit permis de lui exprimer toute ma gratitude pour l'aide précieuse et les conseils judicieux qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail.

J'exprime ma respectueuse reconnaissance à Monsieur le Professeur RACZY qui me fait l'honneur de présider ce jury.

Monsieur le Professeur LEROY a accepté de juger ce travail pour lequel il a toujours manifesté un intérêt constant. Je lui en suis très reconnaissant.

Monsieur CHIRON de la Société des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques et Monsieur TESZNER de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais ont accepté de participer à ce jury. Je les en remercie vivement.

J'adresse mes sincères remerciements à tous mes camarades du laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont toujours témoignée ; Messieurs BOITTIAUX, ZIMMERMANN, BONFILS et JENDRZEJCZAK par leur amitié et leur compétence m'ont constamment soutenu.

Ma reconnaissance s'adresse à tout le personnel technique et administratif.

Enfin mes remerciements les plus affectueux vont à ma femme qui n'a pas hésité à accorder une grande partie de son temps à la dactylographie de ce travail.

L'ensemble de notre étude a bénéficié du soutien de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais (D.R.M.E.).

Une partie des échantillons a été réalisée par la Société des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques, mes remerciements vont à Messieurs FORTERRE et MARCOU pour l'aide qu'ils m'ont apportée.

De nombreux échantillons ont été réalisés dans notre laboratoire par Monsieur VANBREMEERSCH. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance.

S O M M A I R E

	<u>Page</u>
<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>PREMIERE PARTIE</u>	
ETUDE DES PROPRIETES PHYSIQUES D'UNE STRUCTURE UNIPOLAIRE $N^+ NN^+$	4
<u>CHAPITRE I</u>	
ETUDE DES PROPRIETES STATIQUES, BASSES FREQUENCES ET HYPERFREQUENCES D'UNE STRUCTURE SEMICONDUCTRICE UNIPOLAIRE $N^+ NN^+$ SOUMISE A UNE TENSION CONTINUE OU HYPERFREQUENCE	5
I.1. Détermination de la caractéristique statique	6
I.1.1. Phénomènes liés à la limitation de la vitesse	6
I.1.2. Phénomènes liés à la charge d'espace	8
I.2. Etude des propriétés basses fréquences	11
I.2.1. Régime de fonctionnement petit signal	11
I.2.2. Régime de fonctionnement grand signal	13
I.3. Etude des propriétés hyperfréquences	18
Conclusion	21
<u>CHAPITRE II</u>	
ETUDE NUMERIQUE	23
II.1. Description du programme numérique	23
II.2. Applications numériques	28
Conclusion	37
<u>CHAPITRE III</u>	
VERIFICATIONS EXPERIMENTALES	41
III.1. Réalisation	
III.2. Mesures expérimentales	42
III.2.1. Mesure de la caractéristique I(V)	42
III.2.2. Mesure de la conductance hyperfréquence petit signal	43
III.2.3. Mesure de la conductance hyperfréquence grand signal	46

DEUXIEME PARTIE

APPLICATIONS HYPERFREQUENCES	52
------------------------------	----

CHAPITRE IV

EVALUATION THEORIQUES DES PERFORMANCES D'UN MODULATEUR ET D'UN LIMITEUR A STRUCTURE SEMICONDUCTRICE $N^+ NN^+$	54
--	----

IV.1. Lois générales	54
----------------------	----

IV.1.1. Fonctionnement en transmission	55
--	----

IV.1.1.1. Montage série	55
-------------------------	----

IV.1.1.2. Montage parallèle	57
-----------------------------	----

IV.1.1.3. Interprétation	58
--------------------------	----

IV.1.2. Fonctionnement en reflexion	61
-------------------------------------	----

IV.2. Applications hyperfréquences	64
------------------------------------	----

IV.2.1. Applications en modulateur	64
------------------------------------	----

IV.2.2. Applications en limiteur	71
----------------------------------	----

IV.2.2.1. Détermination de la puissance de sortie et de la puissance de seuil	71
---	----

IV.2.2.2. Détermination du spike	74
----------------------------------	----

CHAPITRE V

REALISATIONS EXPERIMENTALES	76
-----------------------------	----

V.1. Réalisation de modulateurs	76
---------------------------------	----

V.2. Réalisation de limiteurs	82
-------------------------------	----

V.3. Mise en évidence de la rapidité de limitation d'un modulateur et d'un limiteur à structure $N^+ NN^+$ au silicium	85
--	----

<u>CONCLUSION</u>	90
-------------------	----

<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	91
----------------------	----

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

Dans de nombreux systèmes radars et de télécommunication, il est nécessaire d'effectuer une modulation rapide, analogique ou digitale, de l'amplitude ou de la phase d'une onde hyperfréquence. Les dispositifs utilisés dans ce but sont généralement réalisés à partir de structures semiconductrices dont on peut faire varier dans de grandes proportions la conductivité de la zone active et en conséquence la conductance présentée par le composant. Ces variations sont souvent obtenues en injectant ou en produisant des porteurs de charge dans la zone active. Le premier procédé présente un inconvénient essentiel : le temps d'injection des porteurs est limité par les phénomènes de transit dans la structure, tandis que le temps de disparition est lié à leur durée de vie. Il en résulte des temps de commutation généralement élevés dépassant le plus souvent plusieurs nanosecondes. Le second procédé est plus rapide mais il nécessite des puissances de commande très élevées.

Dans ces conditions, on peut se demander dans quelle mesure d'autres phénomènes physiques ne pourraient être utilisés. En particulier, il est possible de modifier la mobilité des porteurs libres dans un semiconducteur en faisant varier l'amplitude du champ électrique appliqué de façon à passer du régime de mobilité ($v = \mu E$) au régime de limitation de vitesse ($v = v_s$: mobilité différentielle $\mu_d = 0$). Ce changement est très rapide puisqu'il est associé à des transitions intravallées et intervallées dont les effets se manifestent en des temps inférieurs à quelques picosecondes. Quelques publications ont porté sur l'utilisation de ce procédé [1] [2] mais elles ne concernent que le $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ et le fonctionnement en modulateur. Nous présentons ici une étude plus générale des possibilités de modulateurs et de limiteurs fondés sur ce principe et réalisés à partir de semiconducteurs usuels (Si, GaAs, Ge) mais aussi de composés ternaires tels que le $\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{Sb}$.

Le principe de ces modulateurs ou limiteurs est très simple. La structure semiconductrice utilisée est par exemple placée en série entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, en l'absence de polarisation continue ou à faible niveau incident, l'impédance présentée par le composant doit être faible de façon que toute la puissance hyperfréquence soit transmise; par contre, lorsque la polarisation continue est appliquée ou à fort niveau hyperfréquence, l'impédance doit être alors importante pour que la puissance transmise devienne négligeable.

Dans ce but, nous nous proposons d'étudier et d'utiliser les propriétés d'une structure semiconductrice unipolaire; l'objectif fixé est de créer, par l'application d'un champ électrique continu (modulateur) ou hyperfréquence (limiteur), une variation maximale de la mobilité des porteurs dans la zone active, ou en d'autres termes, sous l'effet d'une tension continue ou alternative une modification maximale de la conductance présentée par l'échantillon. Il est bien entendu que ces variations devraient être obtenues pour des puissances de commande minimales.

Dans une première partie, nous envisageons une théorie très simplifiée du fonctionnement de la structure semiconductrice et progressivement, nous approfondissons notre étude et mettons en évidence les différents phénomènes physiques intervenant dans le dispositif, qualitativement sous forme analytique dans le premier chapitre puis quantitativement sous forme numérique dans le second chapitre. Dans le troisième, nous donnons et comparons avec la théorie les premiers résultats expérimentaux obtenus sur des structures réalisées par la Société L.T.T.* et notre laboratoire.

Dans une deuxième partie, nous envisageons ensuite plusieurs applications du contraste de conductance obtenu dans la gamme des hyperfréquences et nous nous efforçons d'évaluer d'une façon aussi réaliste que possible, les performances prévisibles de

* Lignes Télégraphiques et Téléphoniques
78700 - CONFLANS-SAINTE-HONORINE

modulateurs et de limiteurs rapides réalisés à partir des structures semiconductrices unipolaires. Quelques résultats préliminaires obtenus sur des maquettes très simples viennent étayer ces prévisions.

P R E M I E R E P A R T I E

ETUDE DES PROPRIETES PHYSIQUES
D'UNE STRUCTURE UNIPOLAIRE N^+NN^+

CHAPITRE I

ETUDE ANALYTIQUE DES PROPRIETES STATIQUES,

BASSES FREQUENCES ET HYPERFREQUENCES D'UNE

STRUCTURE SEMICONDUCTRICE UNIPOLAIRE N^+NN^+

SOUMISE A UNE TENSION CONTINUE OU HYPERFREQUENCE

La structure semiconductrice étudiée est représentée figure 1, elle est de type N et ses propriétés de symétrie permettent une analyse unidimensionnelle. Malgré la simplicité du composant envisagé, l'étude des phénomènes physiques va devenir rapidement complexe lorsque la structure semiconductrice sera soumise à une tension continue ou hyperfréquence importante. En effet, si la vitesse d'entraînement des porteurs va rapidement se saturer lorsque le champ électrique va augmenter, l'injection de porteurs excédentaires dans la zone active du semiconducteur va simultanément créer une charge d'espace et en conséquence une non uniformité du champ électrique. Enfin, sous l'action du champ hyperfréquence, des porteurs vont être injectés périodiquement dans la structure et en se propageant vont créer des effets dépendant directement de leur temps de transit.

Afin de mettre bien en évidence la contribution de ces différents phénomènes sur l'admittance présentée par l'échantillon nous allons successivement étudier les effets liés à la saturation de la vitesse et à la charge d'espace qui déterminent la forme de la caractéristique statique $I(V)$. Nous en déduirons la conductance

basses fréquences présentée par le composant dans un fonctionnement en modulateur, puis en limiteur (c'est à dire en régime petit signal, puis grand signal). Ensuite, nous nous intéresserons aux propriétés hyperfréquences proprement dites dues à l'injection et au temps de transit des porteurs. Pour cela nous adopterons des hypothèses de moins en moins restrictives dans cette étude qui sera dans ce chapitre essentiellement analytique.

1.1. DETERMINATION DE LA CARACTERISTIQUE STATIQUE

La caractéristique statique $I(V)$ est liée d'une part à l'évolution de la vitesse en fonction du champ électrique et d'autre part à la présence d'une charge d'espace dans la zone active de l'échantillon. Nous allons successivement étudier l'influence de ces deux phénomènes sur cette caractéristique.

1.1.1. Phénomènes liés à la limitation de la vitesse

Pour bien mettre en évidence l'évolution du courant en fonction de la tension appliquée, l'hypothèse la plus simple est d'admettre que le champ électrique est constant quelle que soit l'amplitude de la tension dans toute la longueur de la zone active du semiconducteur et, qu'il est nul dans les zones N^+ (supposés dans un premier temps infiniment dopées avec des transitions N^+N parfaitement abruptes) (cf. figure 1).

Dans ces conditions, le nombre de porteurs mobiles par unité de volume est égal à N_D et le courant traversant l'échantillon de surface S soumis à une tension V est donné par la relation :

$$I = q N_D S v(E) \quad (1)$$

$$\text{avec } E = \frac{V}{L}$$

q : charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ coulombs)

N_D : concentration en impuretés

S : surface de l'échantillon

L : longueur de la zone active

Nous supposerons que la caractéristique $v(E)$, vitesse des porteurs libres fonction du champ électrique, est représentée, dans cette étude simplifiée par la relation :

$$v(E) = \frac{\mu_0 E}{1 + |E/E_c|} \quad (2)$$

μ_0 : mobilité à champ électrique faible

E_c : champ "critique" tel que $v_s = \mu_0 E_c$

v_s : vitesse limite des porteurs

Cette expression est assez bien vérifiée dans le cas du germanium et du silicium*, mais elle constitue évidemment une approximation beaucoup plus importante dans le cas des semiconducteurs à mobilité différentielle négative tel que l'arséniure de gallium.

* Pour le silicium, Canali [3] donne la relation

$$v(E) = v_s \frac{E/E_c}{[1 + (E/E_c)^\beta]^{1/\beta}}$$

dans laquelle β , v_s et E_c sont des fonctions de la température. A la température ambiante les deux caractéristiques $v(E)$ sont très proches l'une de l'autre.

A partir des expressions (1) et (2) on déduit facilement la relation courant-tension :

$$I = I_s \frac{V/V_c}{1 + |V/V_c|} \quad (3)$$

avec $I_s = S q N_D v_s$ et $V_c = E_c L$

1.1.2. Phénomènes liés à la charge d'espace

L'étude précédente est très simplifiée car elle ne tient aucun compte de la charge d'espace. En effet, à la cathode, le champ électrique passe d'une valeur nulle dans la zone N^+ à une valeur élevée dans la zone N et d'après la loi de Poisson, la concentration en porteurs libres doit obligatoirement être supérieure à N_D . Des charges électriques excédentaires vont donc apparaître dans la zone active et le champ électrique dans la structure ne sera plus constant. Nous nous proposerons d'étudier l'influence de ces phénomènes sur la forme de la caractéristique $I(V)$ de l'échantillon.

Montrons tout d'abord que contrairement à ce que prévoit la relation (3) il est possible d'avoir un courant I supérieur à I_s ; il suffit que le champ électrique dans la structure soit suffisamment élevé afin que la vitesse limite soit atteinte dans toute la zone active. On a alors :

$$I = S q n v_s \quad (4)$$

n : concentration en porteurs libres

Dans le cas où le courant est supérieur à I_s , n est supérieur à N_D et égal à une constante dans toute la zone active du semiconducteur. D'après la loi de Poisson le champ électrique croît alors

linéairement de la cathode à l'anode et une intégration simple montre que si $V \gg V_c$:

$$I - I_s = g_c V \quad (5)$$

où g_c , conductance différentielle de charge d'espace s'exprime par :

$$g_c = 2 \epsilon S v_s / L^2 \quad (6)$$

(ϵ est la permittivité du semiconducteur utilisé)

La relation (5) n'est évidemment valable que pour des tensions très élevées et constitue en réalité la limite asymptotique de la caractéristique $I(V)$. Une expression approchée plus réaliste peut être obtenue à partir des relations (3) et (5) :

$$I \approx I_s \frac{V/V_c}{1 + V/V_c} + g_c V \quad (7)$$

L'allure de la caractéristique $I(V)$ est représentée figure 1

Structure semiconductrice N^+NN^+

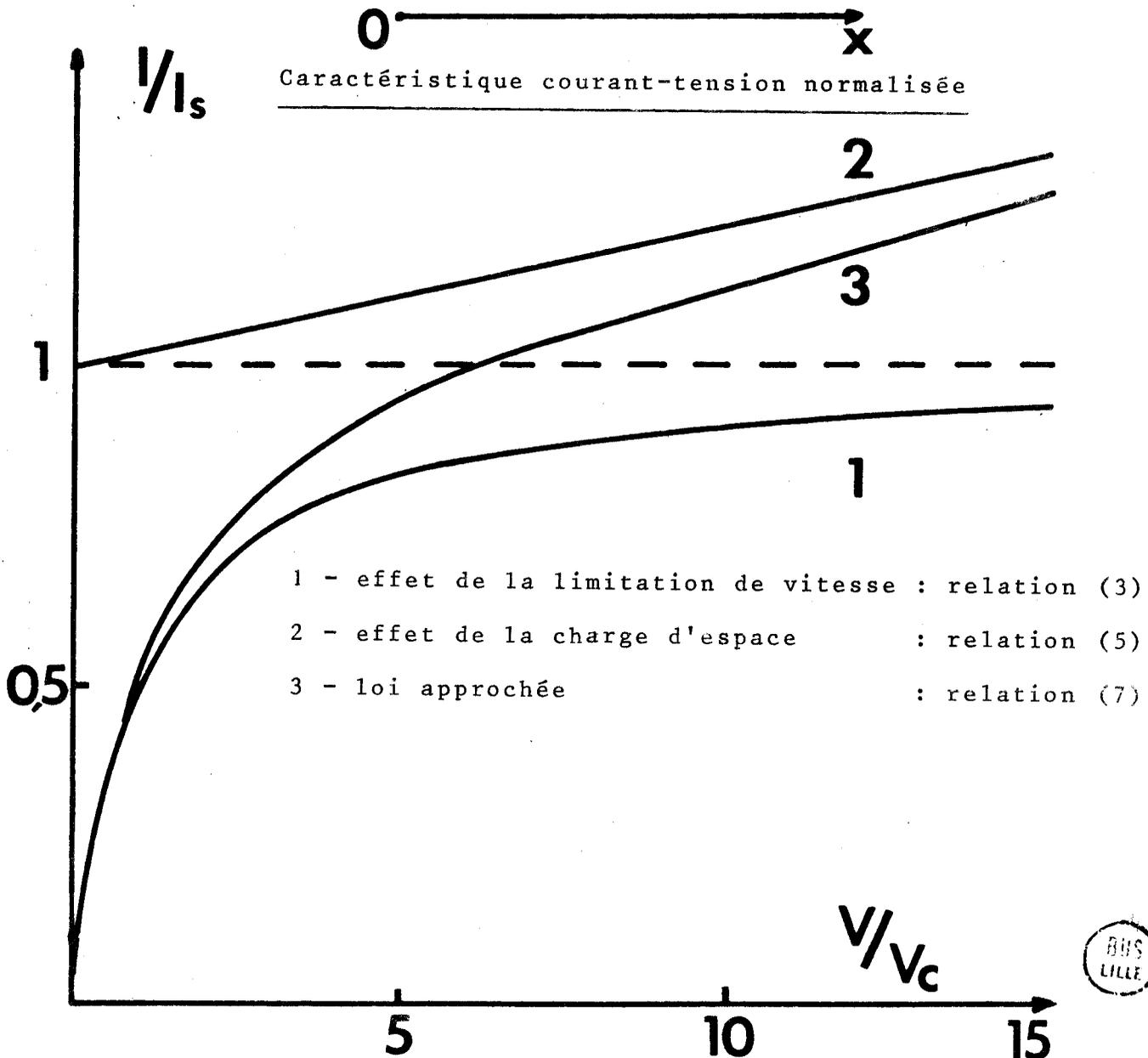
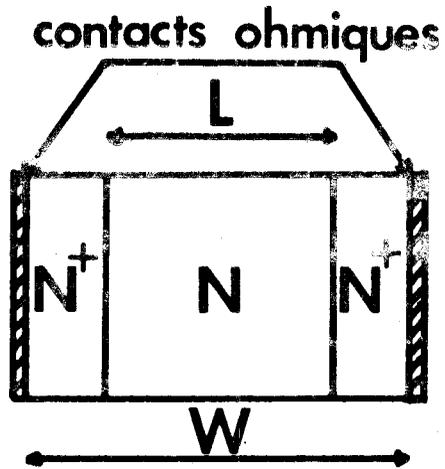


Figure 1

1.2. ETUDE DES PROPRIETES BASSES FREQUENCES

La tension à l'échantillon est de la forme :

$$V(t) = V_0 + V_1 \sin 2\pi Ft$$

- V_0 : amplitude de la composante continue
 V_1 : amplitude de la composante alternative
 F : fréquence du signal alternatif

Deux types de fonctionnement peuvent intervenir en fonction de l'amplitude relative de chaque composante.

- 1) $V_1 \ll V_0$, le régime est dit petit signal
- 2) $V_1 \gg V_0$, le régime est dit grand signal

1.2.1. Régime de fonctionnement petit signal

La composante alternative est très petite devant la composante de polarisation. Dans ce cas la perturbation est très faible et sa présence ne modifie en rien, au premier ordre, les caractéristiques du régime stationnaire existant dans le semiconducteur. Les techniques mathématiques utilisées pour calculer l'impédance de l'échantillon sont très classiques : écrire l'équation de continuité du courant et résoudre l'équation de Poisson. Mais on peut considérer que si la fréquence du signal sinusoïdal est faible ($F \ll 1$ GHz) l'échantillon se comporte en courant alternatif comme une simple conductance qui est égale à la conductance différentielle.*

$$g = \left(\frac{dI}{dV} \right)_{V_0}$$

* En parallèle sur cette conductance, il existera toujours une capacité liée au courant de déplacement

que l'on peut obtenir facilement à partir de la caractéristique $I(V)$

a) Effets de la limitation de vitesse

Considérons tout d'abord la caractéristique $I(V)$ déduite uniquement des effets de limitation de vitesse (équation 3)

Dans un fonctionnement en modulateur, la tension appliquée est une tension continue ; le rapport conductance différentielle à champ faible g_o sur la conductance différentielle à champ fort g_v s'obtient immédiatement de la relation (3):

$$\frac{g_o}{g_v} = (1 + V/V_c)^2 \quad (8)$$

La relation (8) nous donne la valeur maximale du rapport de conductance qui sera obtenue lorsque la tension continue appliquée au semiconducteur sera voisine de la tension d'avalanche. La puissance nécessaire pour obtenir cette variation est alors exprimée par la relation suivante :

$$P_c = S N_D L q v_s E_{MAX} \quad (\text{modulateur}) \quad (9)$$

b) Effets de charge d'espace

Considérons maintenant la caractéristique $I(V)$ plus générale tenant compte des effets de charge d'espace (équation 7) (figure 1). Les valeurs de la conductance dynamique présentée par l'échantillon s'en déduisent directement et seront toujours supérieures à la valeur de g_c (6). La valeur maximale du rapport des conductances est donc donnée par :

$$\frac{g_o}{g_c} = \frac{q \mu_o N_D L}{2 \epsilon v_s} = \frac{t_T}{2\tau} = \frac{t_T}{2\tau} \quad (10)$$

ρ : résistivité du semiconducteur considéré

$t_T = L/v_s$ = temps de transit des porteurs dans la zone active

τ : temps de relaxation du semiconducteur

Par ailleurs, les variations de la conductance sous l'effet d'une polarisation continue V s'obtient à partir de la relation :

$$\frac{g_0}{g} \neq \left(\frac{1}{(1 + V/V_C)^2} + \frac{2 \epsilon v_s}{q \mu_0 N_D L} \right)^{-1} \quad (11)$$

1.2.2. Régime de fonctionnement grand signal

En limiteur, la tension appliquée à l'échantillon est de la forme :

$$V(t) = V_1 \sin 2\pi Ft$$

Le courant $I(t)$ qui en résulte est la somme des courants de fréquence nF

$$I(t) = \sum_n I_n \sin 2\pi nFt$$

n est un entier > 0 avec

$$I_n = \frac{2}{T} \int_0^T I(t) \sin 2\pi nFt dt$$

$T = \frac{1}{F}$ est la période du signal alternatif

La conductance grand signal à la fréquence fondamentale ($n=1$) s'écrit :

$$g = \frac{2}{V_1 T} \int_0^T I(t) \sin 2\pi Ft dt \quad (12)$$

a) Effets de limitation de la vitesse

En limiteur la conductance à champ fort \tilde{g}_v s'obtient directement à partir de la caractéristique I(V) (3) et de la relation (12). Dans le cas où $V_1 \gg V_c$, l'évolution de g_o/\tilde{g}_v est reliée à l'amplitude du signal par la relation approchée :

$$\frac{g_o}{\tilde{g}_v} = \frac{\pi}{4} \frac{V_1}{V_c} + 1 \quad (13)$$

La puissance nécessaire pour obtenir la variation maximum du rapport des conductances (13) est exprimée par la relation :

$$P_c = \frac{2}{\pi} S N_D L q v_s E_{MAX} \quad (\text{limiteur}) \quad (14)$$

b) Effets de charge d'espace

La pente de la caractéristique I(V) pour les fortes tensions est égale à g_c . Ainsi en partant de cette caractéristique et de l'expression de la conductance grand signal (12), nous déterminons, pour $V_1 \gg V_c$, le rapport des conductances :

$$\frac{g_o}{\tilde{g}_v} \neq \left(\frac{4}{\pi} \frac{V_c}{V_1} + \frac{2 \epsilon v_s}{q \mu_o N_D L} \right)^{-1} \quad (15)$$

REMARQUES :

Quelques valeurs numériques calculées à partir des relations (8,11,13,15) sont reportées tableau I pour les semiconducteurs les plus usuels. A la lumière de ces résultats, les remarques suivantes peuvent être effectuées :

- d'une part, les variations de conductance susceptibles d'être obtenues à partir d'une tension continue sont beaucoup plus importantes que celles provoquées par une tension hyperfréquence

SEMICONDUCTEURS		Ge	Si	GaAs	$\begin{matrix} 7 & 6 \\ \text{Ga}_x & \text{In}_{1-x} \\ \text{Sb} \end{matrix}$
		$x = 0,9$			
CONSTANTES	$v_s \cdot 10^{-7}$ (cm/s)	0.7	1.0	1.0	0.8
	$\mu_o \cdot 10^{-3}$ ($\text{cm}^2 \text{s}^{-1} \text{v}^{-1}$)	3.5	1.45	5.0	14.
	E_c (kV/cm)	2.0	6.9	2.0	0.57
MODULATEUR	$E_{MAX} \cdot 10^{-2}$ (kV/cm)	0.8	2.0	2.0	1.0
	$\frac{g_o}{g_v} \cdot 10^{-3}$	1.68	0.89	10.2	31
	$\frac{P_c}{SN_D L} \cdot 10^{-7}$ (W)	0.87	3.1	3.2	1.3
LIMITEUR	$\hat{E}_{IMAX} \cdot 10^{-2}$ (kV/cm)	1.2	3.	3.	1.5
	$\frac{g_o}{g_v^2} \cdot 10^{-2}$	0.47	0.34	1.18	2.07
	$\frac{\hat{P}_c}{SN_D L} \cdot 10^{-7}$ (W)	0.86	3.1	3.1	1.2

TABLEAU I



- d'autre part, les semiconducteurs tels que GaAs et $Ga_x In_{1-x} Sb$ présentant une mobilité élevée et un champ critique faible s'avèrent les plus intéressants à utiliser pour ce type d'application. Ce résultat se déduit d'ailleurs facilement à partir de la relation (10).

Les relations (11) et (15) montrent enfin que l'effet d'injection est d'autant plus faible que le produit $N_D L$ est grand. Cependant les puissances de commandes (relations 9 et 14) sont directement proportionnelles à ce terme et une solution optimale dépendant des performances recherchées devra être trouvée. A titre d'exemple, dans le cas où la contribution des effets de la saturation de la vitesse a la même importance que les effets de charge d'espace ($g_v = g_c$), nous donnons dans le tableau II la valeur de $N_D L$, le champ électrique et la puissance de commande par unité de surface pour obtenir $g_o/g = 100$ en modulateur et $g_o/g = 15$ en limiteur.

SEMICONDUCTEURS		Ge	Si	GaAs	$\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{Sb}$
ϵ_r		16.3	11.7	12	15
MODULATEUR $g_o/g = 100$ avec $g_v = g_c$	E (kV/cm)	26.3	90.7	26.3	7.5
	$N_D \cdot 10^{-12}$ (cm^{-2})	7.2	18	5.3	1.9
	$P/S \cdot 10^{-5}$ (W cm^{-2})	2.3	28	2.4	0.19
LIMITEUR $\tilde{g}_o/\tilde{g} = 15$ avec $\tilde{g}_v = \tilde{g}_c$	\tilde{E} (kV/cm)	76.4	264	76.4	21.7
	$\tilde{N}_D \cdot 10^{-11}$ (cm^{-2})	10.8	26.9	8	2.8
	$\tilde{P}/\tilde{S} \cdot 10^{-5}$ (W/cm^2)	1.5	18.6	1.6	0.13

TABLEAU II

Valeurs calculées lorsque des effets liés à la limitation de la vitesse des porteurs ont la même contribution que les effets liés à la charge d'espace.



1.3. ETUDE DES PROPRIETES HYPERFREQUENCES

Toutes les propriétés précédentes sont valables à des fréquences suffisamment faibles pour que les temps de transit soient négligeables, c'est-à-dire pour les angles de transit $\theta = 2\pi FL/v \ll 1$. Nous allons maintenant nous placer dans le cas où les angles de transit deviennent importants. L'expression de l'admittance en régime linéaire, c'est-à-dire pour un fonctionnement en modulateur, est très classique [4] [5] et elle peut se mettre, moyennant quelques simplifications que nous allons préciser, sous la forme très générale :

$$Y(\omega) = Y_{\text{nat}} \left(1 - I^* \frac{e^{\gamma L} - 1}{\gamma L} \right)^{-1} = g + j b \quad (16)$$

Dans cette expression :

$$Y_{\text{nat}} = \frac{S (\sigma_d + j\omega\epsilon)}{L} \quad (\text{avec } \sigma_d = q n \mu_d \neq g_v L/S)$$

représente compte tenu du courant de déplacement l'admittance présentée par l'échantillon semiconducteur lorsque les effets d'injection sont négligeables.

La grandeur :

$$I^* = \frac{\sigma_i - \sigma_d}{\sigma_i + j\omega\epsilon}$$

caractérise les propriétés de la zone injectante. Elle dépend de σ_i , la conductivité d'injection définie à partir des relations existant à l'origine (c'est-à-dire à la cathode) entre le champ électrique et le courant hyperfréquence

$$\tilde{j} = \tilde{e}(0) (\sigma_i + j\omega\epsilon)$$

L'origine est généralement choisie de façon que le champ continu y soit nul et en conséquence la conductivité d'injection peut en

première approximation être prise égale à l'infini. Enfin la constante de propagation de la charge d'espace est donnée par :

$$\gamma = \frac{v}{2D} - \frac{v}{2D} \sqrt{1 + \frac{4D}{v^2} \frac{(\sigma_d + j\omega\epsilon)}{\epsilon}} \quad (17)$$

où D est le coefficient de diffusion des porteurs dans le semiconducteur, et il est important de préciser que la relation (16) est obtenue en supposant γ indépendant de x dans la zone active du semiconducteur.

Pour des champs électriques importants, les porteurs se déplacent à une vitesse voisine de la vitesse limite ($\sigma_d \rightarrow 0$) et le coefficient de diffusion diminue. En conséquence, la constante de propagation peut alors s'obtenir avec une bonne précision en utilisant un développement au second ordre soit :

$$\gamma = -\frac{\sigma_d}{\epsilon v} + \frac{D}{v^3 \epsilon^2} (\sigma_d^2 - \omega^2 \epsilon^2) - j \frac{\omega}{v} \quad (18)$$

les relations (16) et (18) permettent le calcul de la conductance présentée par l'échantillon et l'interprétation des résultats peut se faire commodément en introduisant une fonction $f(\theta)$ définie par la relation :

$$g = g_c f(\theta)$$

Les variations de $f(\theta)$ sont représentées figure 2 pour différentes valeurs de la conductivité différentielle σ_d et du coefficient de diffusion. On remarque que dans le cas où ces deux paramètres tendent vers zéro la fonction $f(\theta)$ s'annule pour les valeurs de l'angle de transit multiples de 2π et les effets de la charge d'espace peuvent être ainsi éliminés. Lorsque le champ électrique est plus faible ($v < v_s$, $\sigma_d \neq 0$) ou lorsque le phénomène de diffusion ne peut pas être négligé, la constante de propagation présente une partie réelle négative ; les effets liés au temps de transit sont alors atténués (figure 2 courbe 2 et 3) et il n'est plus possible d'obtenir des conductances g notablement inférieures à g_c .

Influence de l'injection hyperfréquence
sur le facteur de transport $f(\theta)$

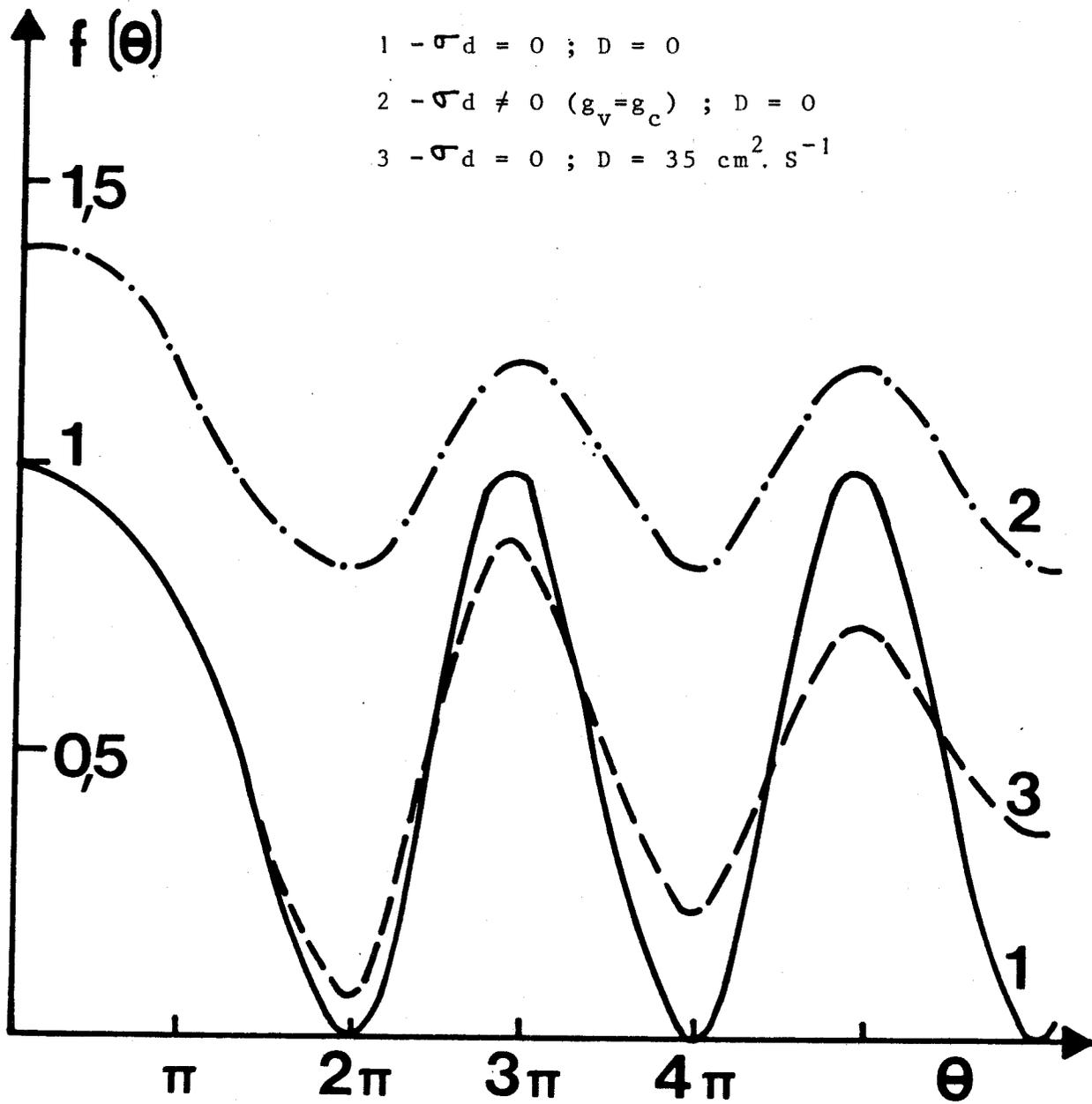


Figure 2



C'est en particulier le cas aux fréquences élevées lorsque le coefficient de diffusion n'est pas négligeable (figure 2 courbe 3).

CONCLUSION :

L'étude analytique a permis :

- de mettre en évidence les rôles respectifs de la saturation de la vitesse des porteurs, de la charge d'espace et du temps de transit

- de donner un ordre de grandeur de leur contribution.

Les résultats qualitatifs obtenus montrent que pour obtenir un contraste de conductance maximum sans que les puissances de commande soient trop importantes, il faut choisir un semiconducteur de vitesse limite faible et de grande mobilité (relations 6 et 7). Dans ce contexte, le GaAs et le GaInSb | 6 | paraissent les matériaux les plus intéressants. Par ailleurs, nous avons vu que les effets d'injection pouvaient être diminués :

- soit en choisissant des structures caractérisées par des produits $N_D L$ importants

- soit dans le domaine des hyperfréquences, en réalisant (pour un fonctionnement en modulateur) des structures caractérisées par des angles de transit voisins de 2π .

La théorie analytique effectuée est cependant très simplifiée ; elle ne nous a pas permis de tenir compte :

- des transitions $N^+ N$ pratiquement toujours nécessaires pour réaliser un bon contact ohmique métal semiconducteur

- de la non uniformité du champ électrique dans l'évaluation des effets du temps de transit et dans le fonctionnement en limiteur

- de la variation du coefficient de diffusion avec l'amplitude du champ électrique

Par ailleurs, pour ce type de composants rapides, l'étude du régime transitoire est évidemment essentielle ; or elle ne peut que difficilement se traiter de façon analytique [8]. En conséquence, nous avons développé une méthode de résolution numérique permettant de décrire le comportement du composant soumis à une tension continue ou hyperfréquence d'amplitude quelconque ainsi que son régime transitoire.

CHAPITRE II

ETUDE NUMERIQUE

II.1. DESCRIPTION DU PROGRAMME NUMERIQUE

Nous avons vu au chapitre I que les propriétés de symétrie d'une structure semiconductrice N^+NN^+ (figure 1) permettent une analyse unidimensionnelle. Nous supposons que la vitesse et le coefficient de diffusion des porteurs sont des fonctions instantanées du champ électrique. Dans ces conditions, l'expression de la densité de courant, en l'absence de génération et recombinaison, dans le cas d'un semiconducteur de type N à un instant t s'écrit :

$$J(t) = J_c(x,t) + J_d(x,t) + J_{dep}(x,t) \quad (20)$$

avec :

$$J_c(x,t) = -q n(x,t) v [E(x,t)] \quad (\text{courant de conduction})$$

$$J_d(x,t) = q D [E(x,t)] \frac{\partial}{\partial x} n(x,t) \quad (\text{courant de diffusion})$$

$$J_{dep}(x,t) = \epsilon \frac{\partial E(x,t)}{\partial t} \quad (\text{courant de déplacement})$$

La divergence du champ électrique est représentée par l'équation de Poisson

$$\epsilon \frac{\partial E(x,t)}{\partial x} = -q [n(x,t) - N_D(x)] \quad (21)$$

En combinant les relations (20) et (21) on obtient :

$$J(t) = q v(E) \left[N_D(x) + \frac{\epsilon}{q} \frac{\partial E(x,t)}{\partial x} \right] - q D_n(E) \frac{dN_D(x)}{dx} + \frac{\epsilon}{q} \frac{\partial^2 E(x,t)}{\partial x^2} + \frac{\partial E(x,t)}{\partial t} \quad (22)$$

Cette équation aux dérivées partielles est non linéaire du fait de la dépendance de la vitesse et de la diffusion des porteurs en fonction du champ électrique. On la résoud par la méthode des différences finies en considérant un pas Δx sur l'espace et un pas Δt sur le temps. [9]. Dans ces conditions on peut poser :

$$\frac{\partial E(x,t)}{\partial x} = \frac{E(x+\Delta x,t) - E(x-\Delta x,t)}{2\Delta x}$$

$$\frac{\partial^2 E(x,t)}{\partial x^2} = \frac{E(x+\Delta x,t) + E(x-\Delta x,t) - 2E(x,t)}{\Delta x^2}$$

$$\frac{\partial E(x,t)}{\partial t} = \frac{E(x,t) - E(x,t-\Delta t)}{\Delta t}$$

$$\frac{dN_D(x)}{dx} = \frac{N_D(x) - N_D(x-\Delta x)}{\Delta x}$$

Ensuite on linéarise l'équation obtenue en faisant l'hypothèse que $v(E)$ et $D(E)$ sont constants pendant l'intervalle de temps Δt :

$$v [E(x,t)] = v [E(x,t-\Delta t)], \quad D_n [E(x,t)] = D_n [E(x,t-\Delta t)]$$

Cette méthode permet un gain de temps calcul important par rapport aux méthodes itératives et donne de bons résultats si on respecte les conditions de stabilité [9]:

$$\Delta t < \min \left(\frac{\Delta x^2}{2 D_n}, \frac{2 D_n}{v^2} \right)$$

$$\Delta t < \rho_{\min} \epsilon \quad \text{avec} \quad \rho_{\min} = \frac{1}{N^+ q \mu_0}$$

En se donnant les conditions initiales, c'est-à-dire $E(0,t)$ et $E(W,t)$ le système d'équations se résoud par la méthode du double balayage de Choleski [10]. Pour un composant déterminé (lois $v(E)$ et $D(E)$, caractéristique du semiconducteur utilisé, dimensions géométriques, profil de concentration en impuretés) le programme numérique permet :

- . d'obtenir à chaque instant t_i
 - la carte du champ électrique dans l'échantillon
 - la répartition des porteurs libres
 - la vitesse des porteurs
 - la tension apparaissant aux bornes $V(t_i)$
- . de calculer à la fréquence fondamentale et au différents harmoniques
 - l'impédance de l'échantillon $Z(F)$
 - la puissance absorbée par l'échantillon $P(F)$

En pratique, le courant traversant la structure semiconductrice est imposé a priori. En régime "petit signal" on prend :

$$I(t) = I_0 + I_1 \sin 2\pi Ft \quad \text{avec} \quad I_0 \gg I_1$$

l'étude "grand signal" est réalisée dans le cas où :

$$I(t) = I_1 \sin 2\pi Ft$$

la connaissance de $I(t)$ permet la détermination de $E(t)$ dans les régions fortement dopées N^+ du semiconducteur et donc l'établissement des conditions aux limites $E(0,t)$ et $E(W,t)$. La transition entre les zones ' N^+ ' et ' N ' est décrite par la fonction erreur complémentaire. La loi de diffusion en fonction du champ électrique est choisie de la forme :

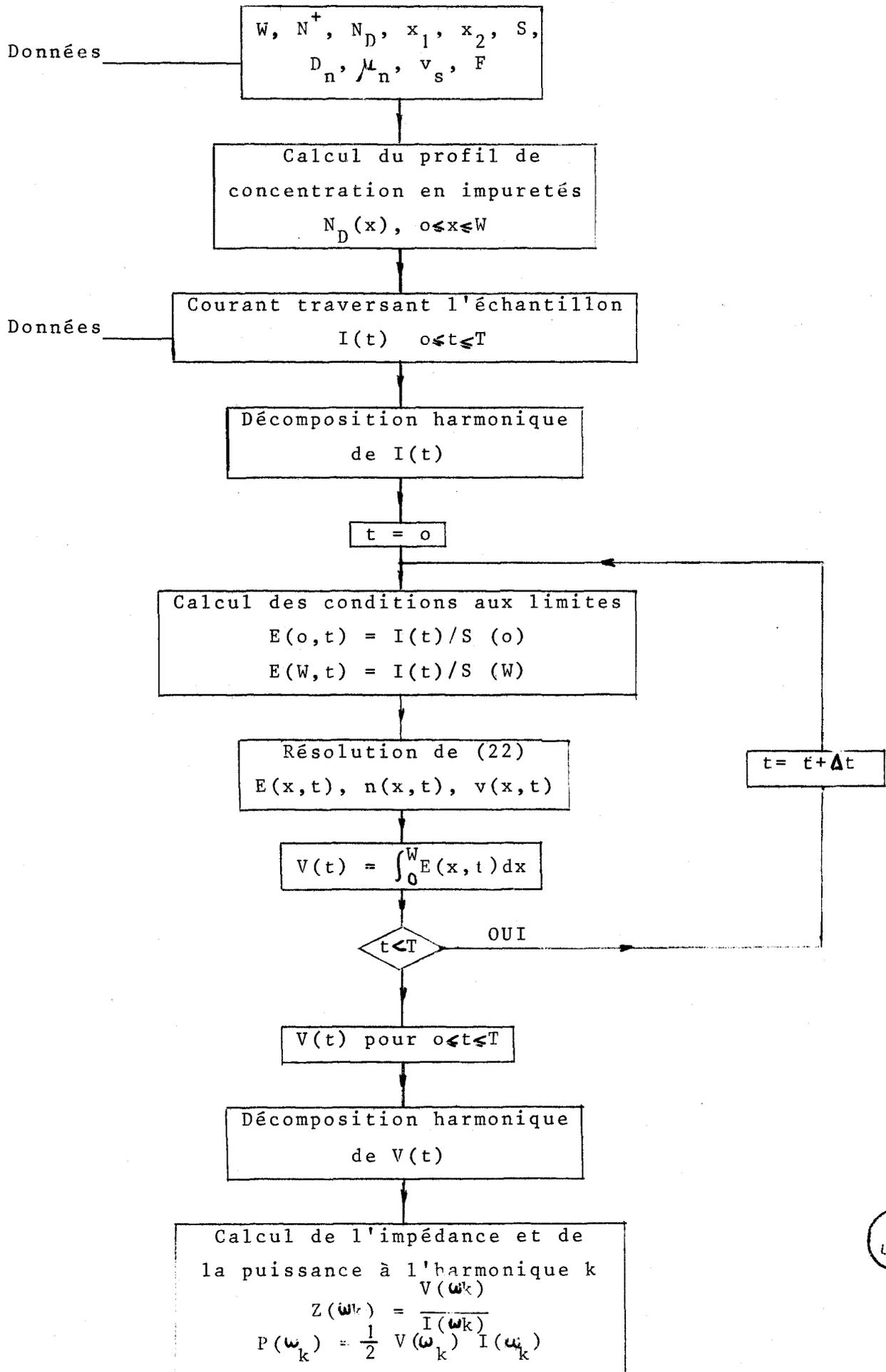
$$\frac{ED(E)}{v(E)} = \frac{kT}{q}$$

avec une limite minimale ($D = 8 \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}$) pour les champs électriques importants $|3|$ $|11|$.

Le principe de calcul est résumé par l'organigramme du programme numérique donné figure 3.

Figure 3

ORGANIGRAMME DU PROGRAMME NUMERIQUE



II.2. APPLICATIONS NUMERIQUES

A titre d'exemple, nous donnons les résultats obtenus pour un échantillon de silicium de type N, de résistivité $\rho = 1,6 \Omega \text{cm}$. et de surface $S = 10^{-4} \text{ cm}^2$

a) Fonctionnement en régime linéaire

Nous présentons figures 4 à 8 les résultats obtenus dans un fonctionnement en modulateur pour des tensions continues croissantes et inférieures à la tension d'avalanche. On peut remarquer (figure 4) pour les tensions les plus élevées le phénomène d'injection de porteurs dont la concentration devient supérieure à la concentration d'équilibre. En conséquence, le champ électrique dans la zone active est loin d'être uniforme (figure 5) et la caractéristique $I(V)$ ne présente pas de saturation en courant (figure 6). L'évolution de la conductance hyperfréquence en fonction de la tension de polarisation ou de la fréquence sont représentées figures 7 et 8 et l'on constate qu'il est possible pour des angles de transit voisins de 2π d'obtenir des valeurs de conductance largement inférieures à g_c . Les conclusions des calculs analytiques sont donc vérifiées et l'on peut d'ailleurs constater (figure 6 et 7) qu'un assez bon accord quantitatif est obtenue entre la théorie analytique et les calculs numériques.

b) Fonctionnement en régime non linéaire

Les résultats obtenus pour un fonctionnement en limiteur (c'est-à-dire lorsque l'échantillon est soumis à une tension hyperfréquence croissante) sont données figures 9, 10, 11. On remarque figure 9 que la conductance hyperfréquence ne peut être inférieure à g_c . Le phénomène d'injection périodique des porteurs est illustré figure 10. La répartition du champ électrique qui en résulte (figure 11) est très différente de celle correspondant au fonctionnement en modulateur. En particulier, comme le prévoit la loi de Poisson, l'amplitude du champ électrique reste constante dans la partie de la structure où les porteurs n'ont pas eu le temps d'être injectés, lorsque la période de la tension appliquée est suffisamment faible.

Profil de concentration des porteurs libres

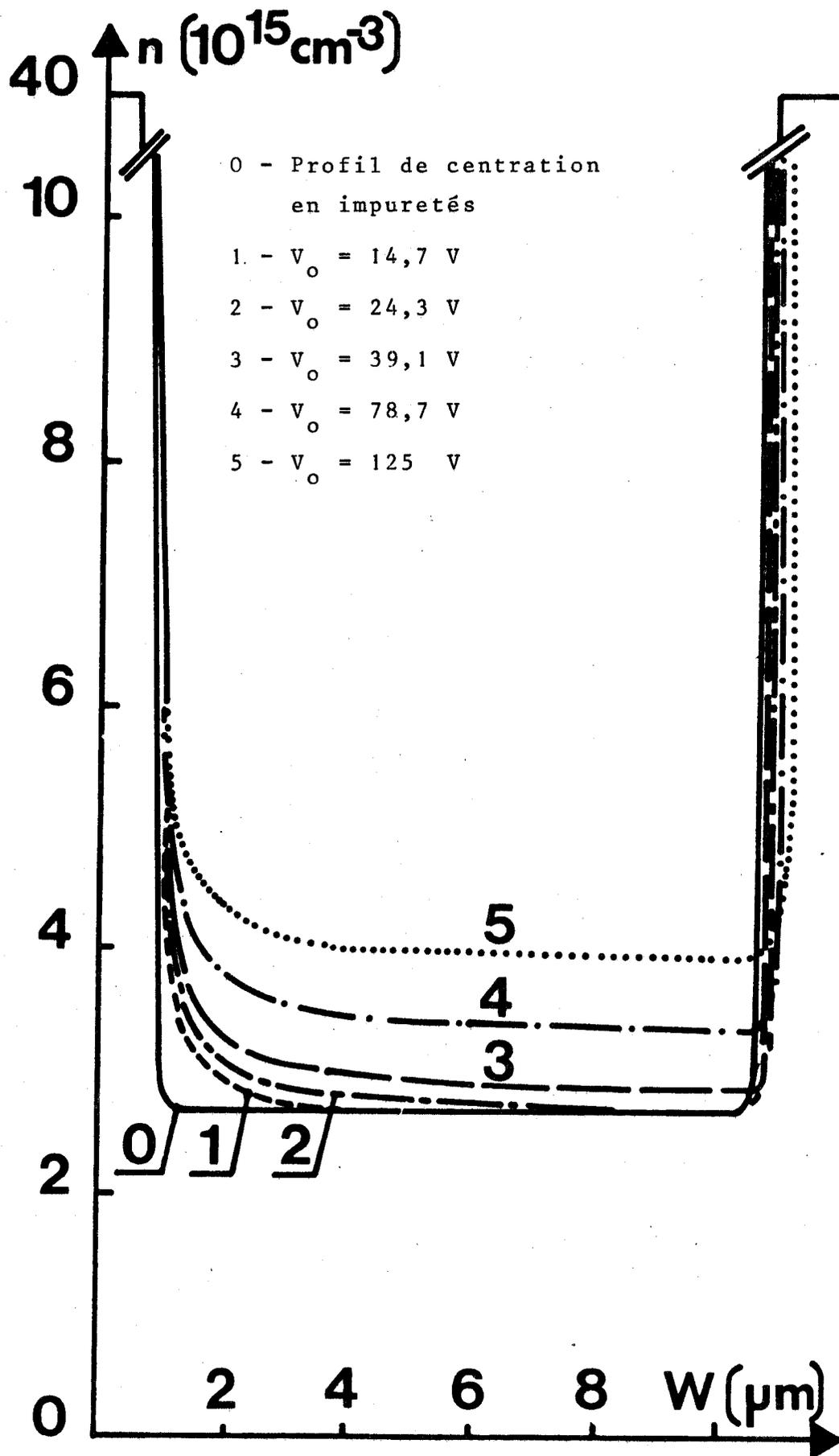


Figure 4



Carte du champ électrique

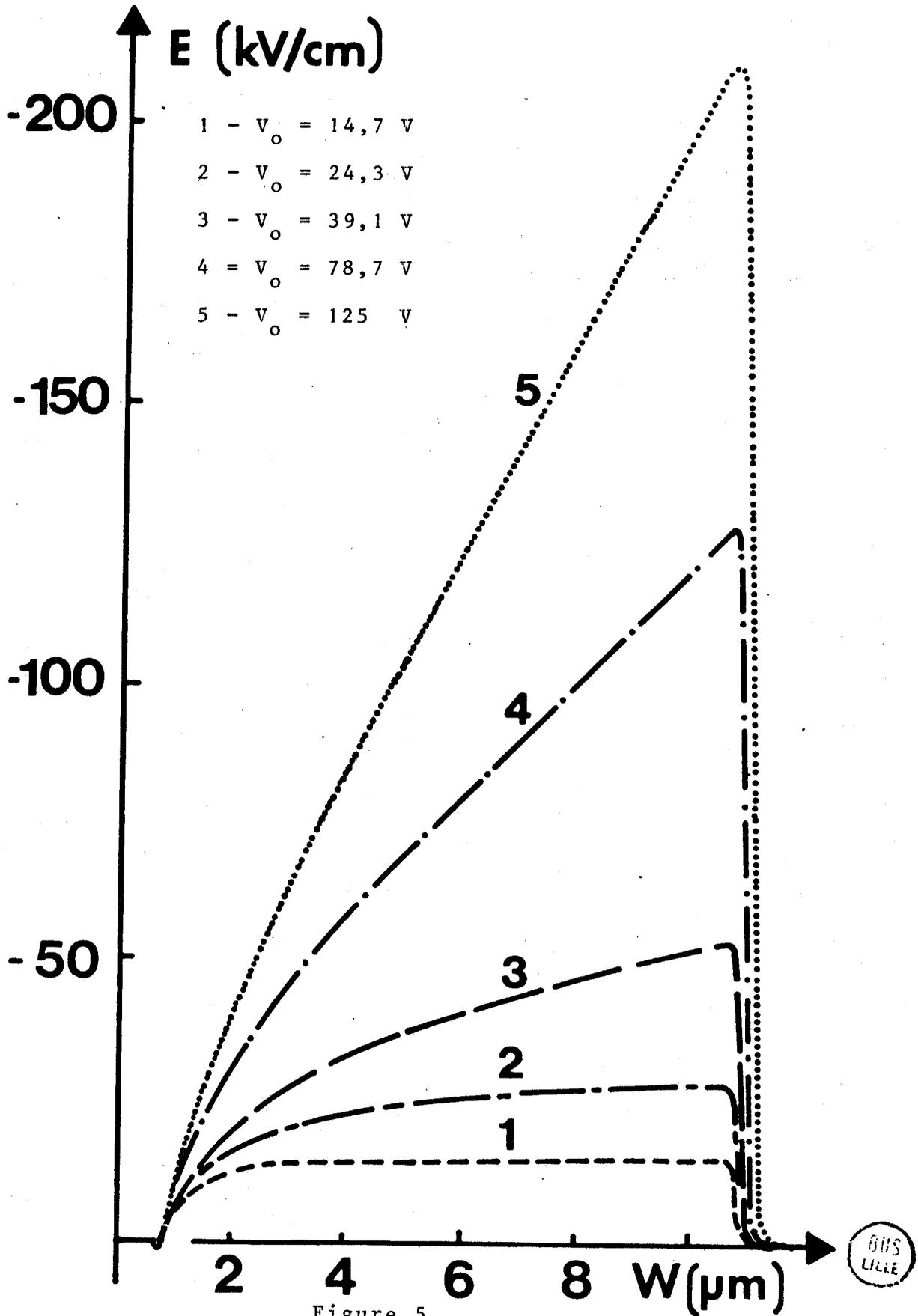


Figure 5

Caractéristique courant-tension

- 1 - effet lié à la limitation de vitesse
(relation 3)
- 2 - effets liés à la limitation de vitesse et à la
charge d'espace (relation 7)
- 3 - caractéristique $I(V)$ calculée numériquement

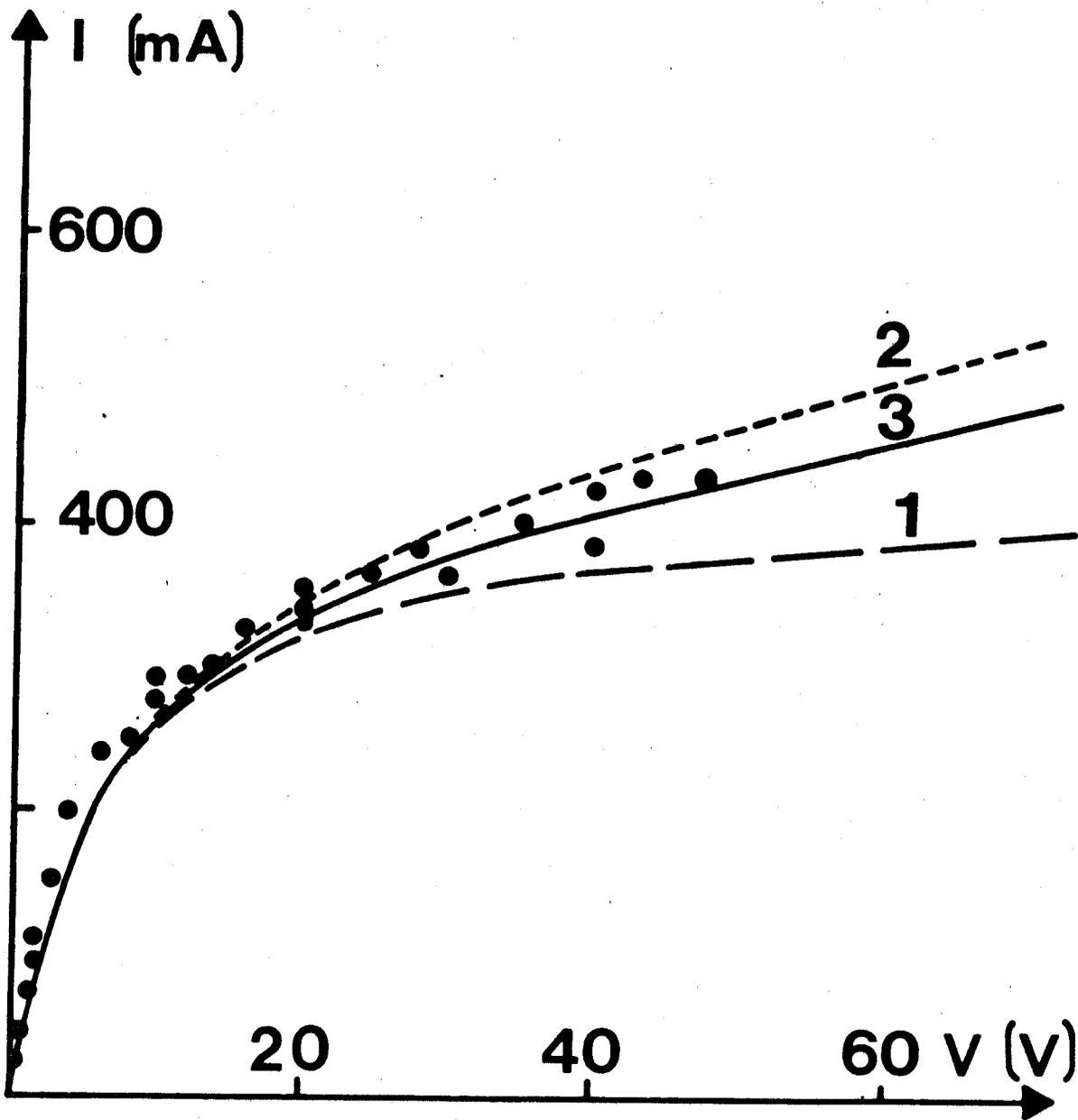


Figure 6



Variation de la conductance hyperfréquence en fonction
de la tension de polarisation (F=10GHz)

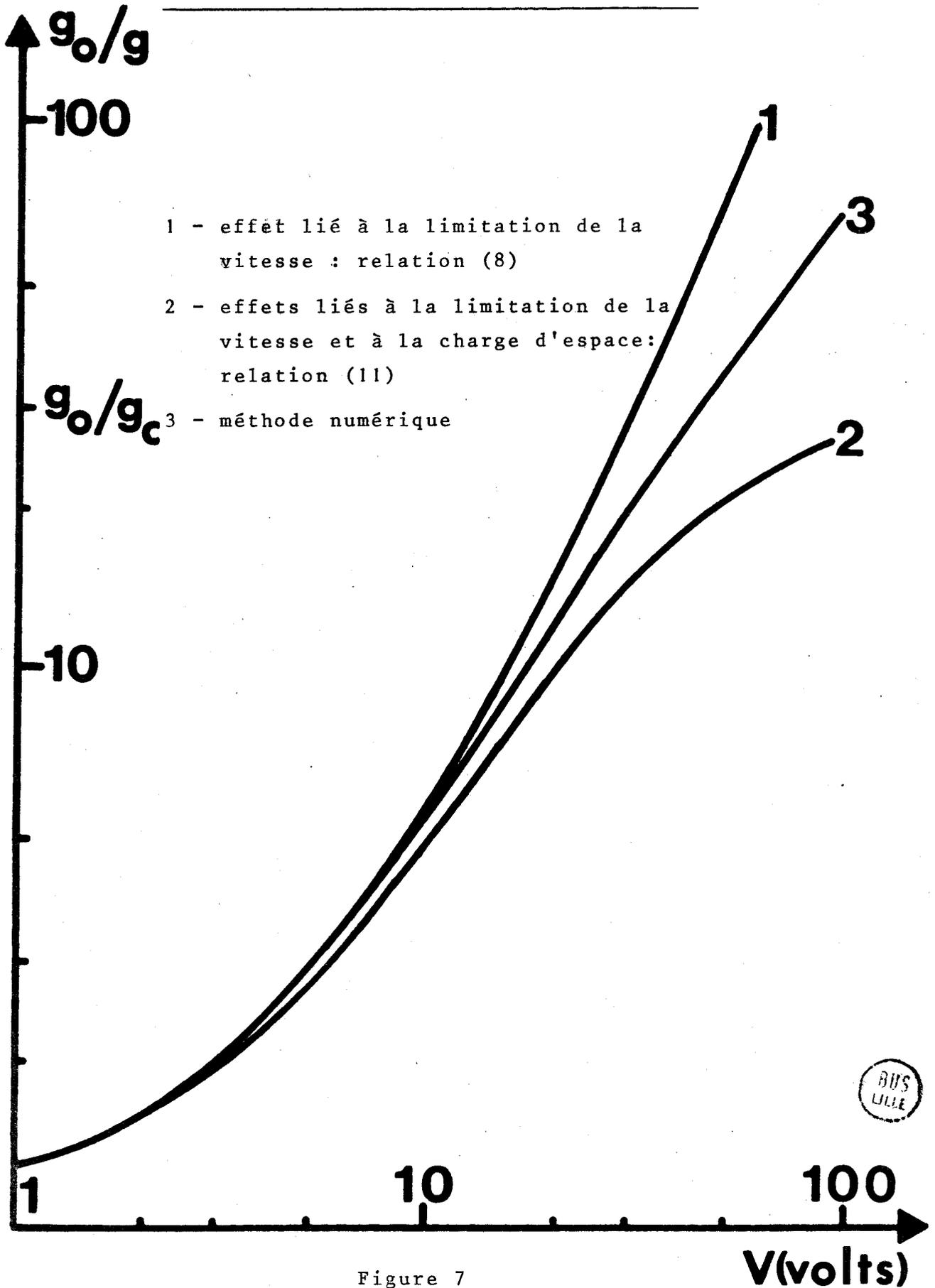


Figure 7

Variation de la conductance hyperfréquence en fonction de la
fréquence pour une tension de polarisation maximale.

Les caractéristiques de la structure sont :

$$W = 9,9 \mu\text{m}$$

$$L = 8,1 \mu\text{m}$$

$$N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

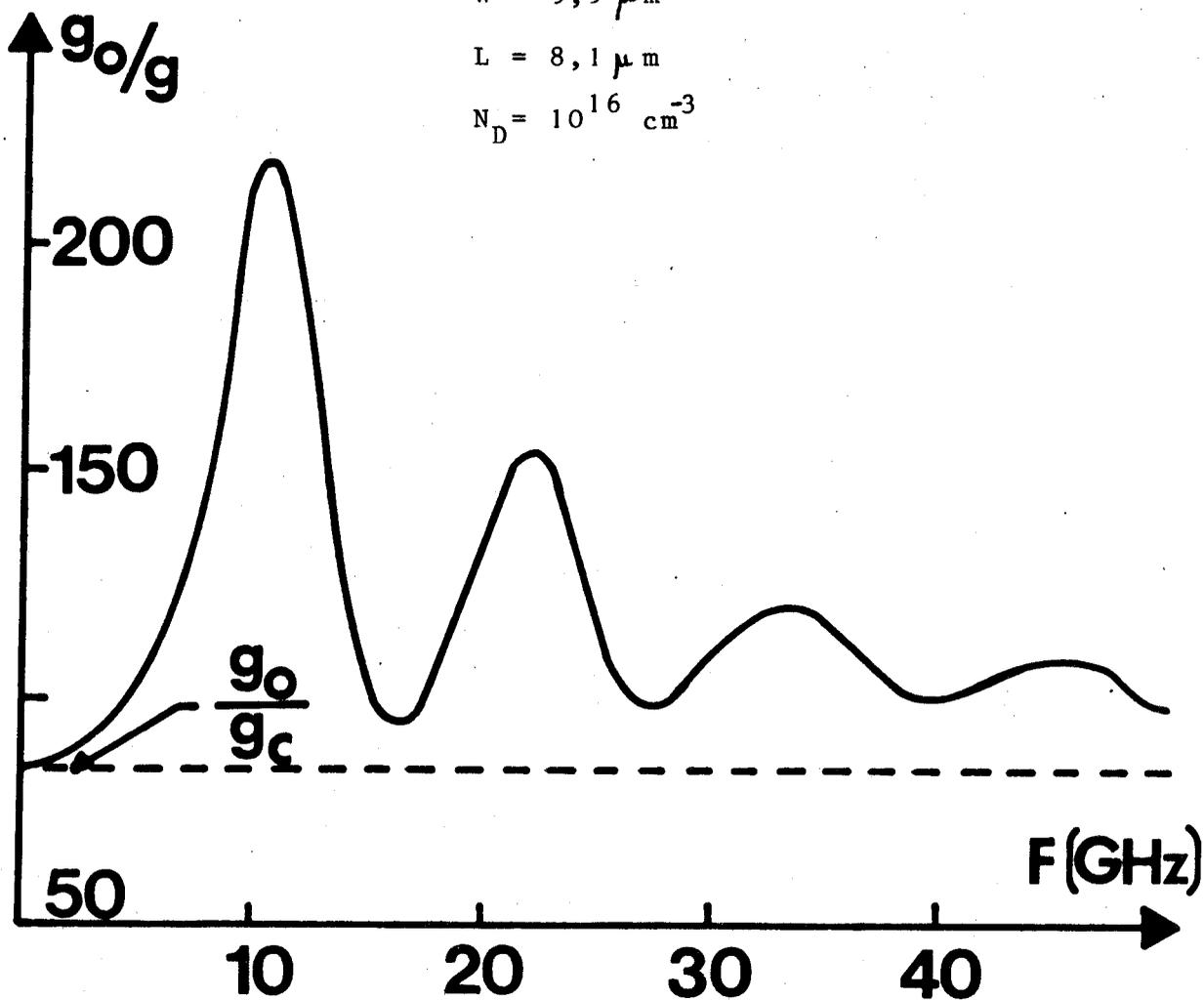


Figure 8



Variation de la conductance hyperfréquence ($F=9,375$ GHz) en fonction de l'amplitude crête de la tension hyperfréquence.

- 1 - effet lié à la limitation de la vitesse relation (13)
- 2 - effets liés à la limitation de la vitesse et à la charge d'espace : relation (15)
- 3 - méthode numérique

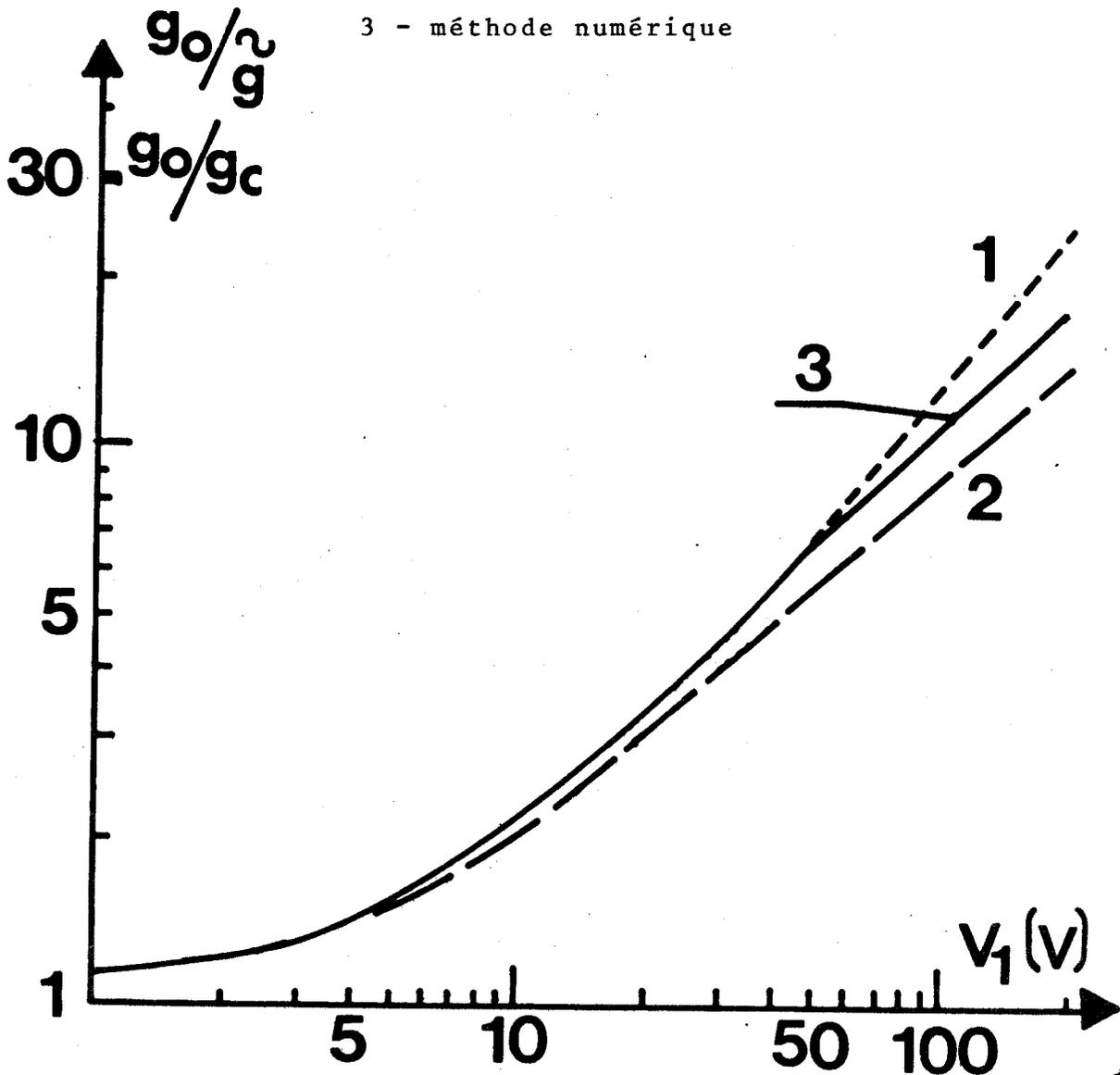
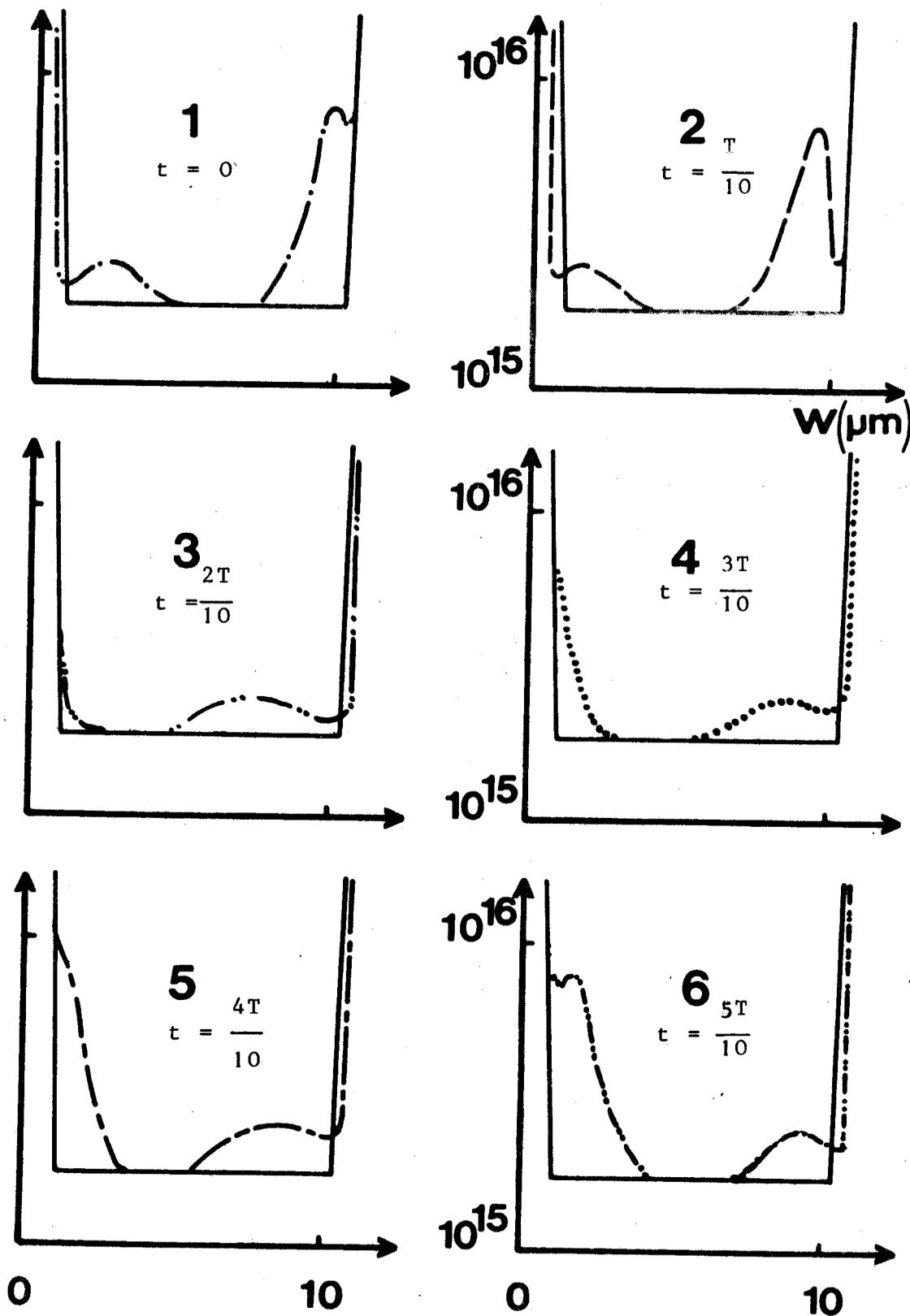


Figure 9



$n \text{ (cm}^{-3}\text{)}$



Profil de la concentration des porteurs pour une tension de
de polarisation hyperfréquence ($F=10\text{GHz}$).



Figure 10

Carte du champ électrique dans la structure (F=10GHz)

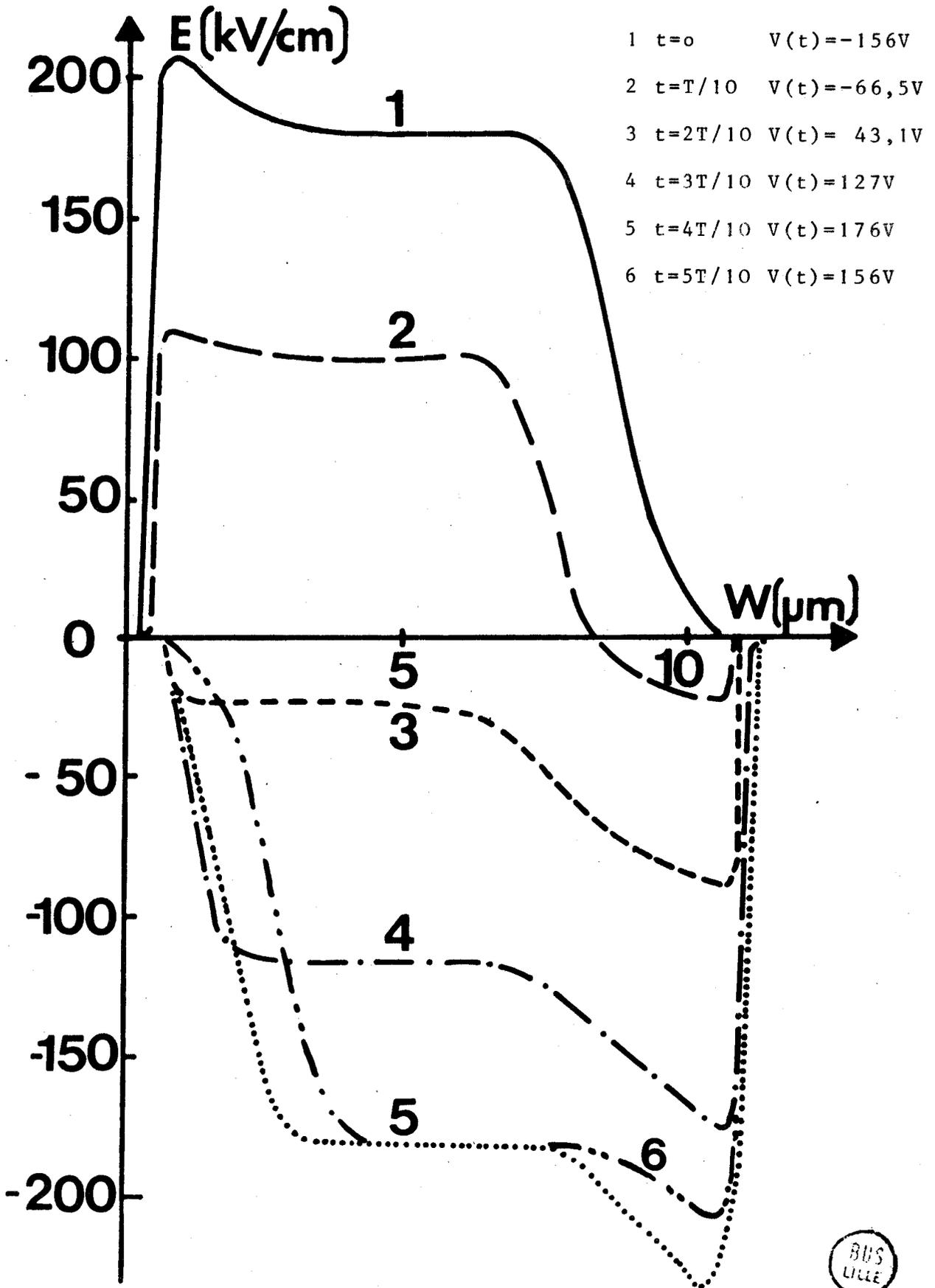


Figure 11



c) réponse temporelle

Il reste une caractéristique importante à évaluer : le temps de réponse de l'échantillon placé dans un circuit quelconque alimenté par un générateur dont la f.e.m. présente une variation temporelle arbitraire $E(t)$. Le procédé de calcul est alors légèrement modifié. Le courant traversant l'échantillon à l'instant t_0 étant fixé permet de déterminer la tension aux bornes de l'échantillon $V(t_0)$. L'application de la loi d'ohm, connaissant les caractéristiques du circuit et la f.e.m. $E(t_0)$, permet alors le calcul du courant à l'instant ultérieur $I(t_0 + \Delta t)$ et le cycle de calcul recommence pour obtenir $V(t_0 + \Delta t)$ et $I(t_0 + 2 \Delta t)$. On en déduit ainsi l'évolution temporelle du courant et de la tension aux bornes de l'échantillon. A titre d'exemple, nous pouvons simuler le fonctionnement d'un modulateur lorsque l'échantillon est soumis dans un circuit purement résistif à une tension de commande en échelon. Les résultats obtenus sont illustrés figure 12 et 13 ; on remarque figure 12 que l'application d'un échelon de tension important se traduit par l'injection d'un paquet d'électrons qui se propagent en s'étalant vers l'anode ; le régime stationnaire n'est obtenu qu'après un temps qui est de l'ordre de grandeur du temps de transit. Ce phénomène se traduit par ailleurs sur les caractéristiques $I(t)$ (figure 13) où l'on remarque que le courant passe par un maximum au moment où le paquet d'électrons arrive à l'anode. Nous constatons sur cette figure une propriété intéressante de ce type de composant : les effets de limitation ou de modulation aux temps courts sont plus importants qu'en régime stationnaire puisque le phénomène d'injection n'a pas encore eu le temps d'intervenir.

CONCLUSION

Les études théoriques et numériques précédentes ont montré que l'admittance hyperfréquence d'une structure semiconductrice unipolaire soumise à une tension électrique (continue ou hyperfréquence) importante est caractérisée par une conductance qui peut varier largement en fonction de l'amplitude de la tension appliquée alors que la capacité tenant compte du courant de déplacement est pratiquement constante. Par ailleurs, l'étude du régime transitoire

a montré que les variations de conductance obtenues suivent très rapidement l'application du signal de polarisation. Nous allons dans le chapitre suivant donner quelques vérifications expérimentales de ces constatations.

Profil de concentration des porteurs libres à différents instants

après l'application d'un échelon de tension

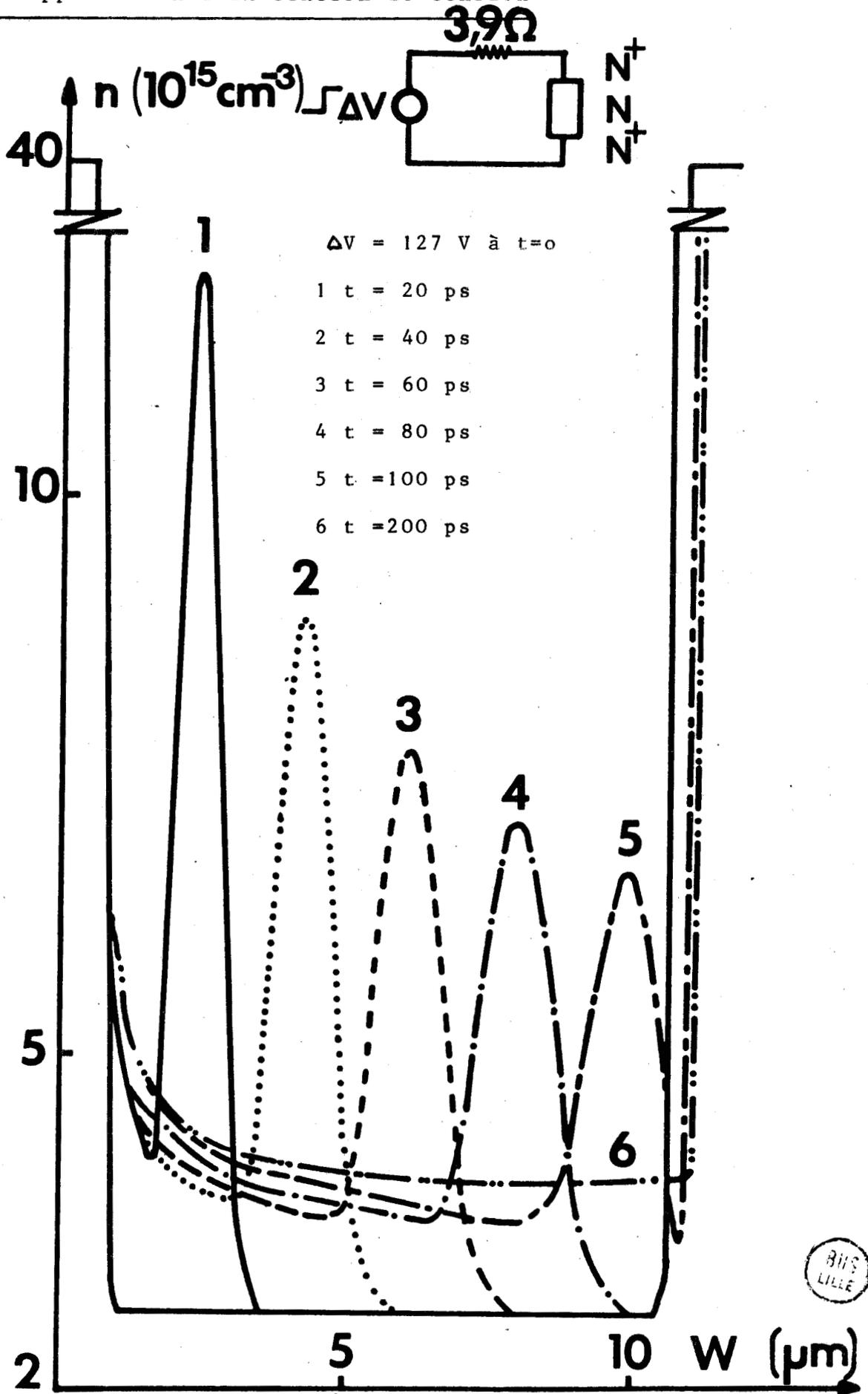
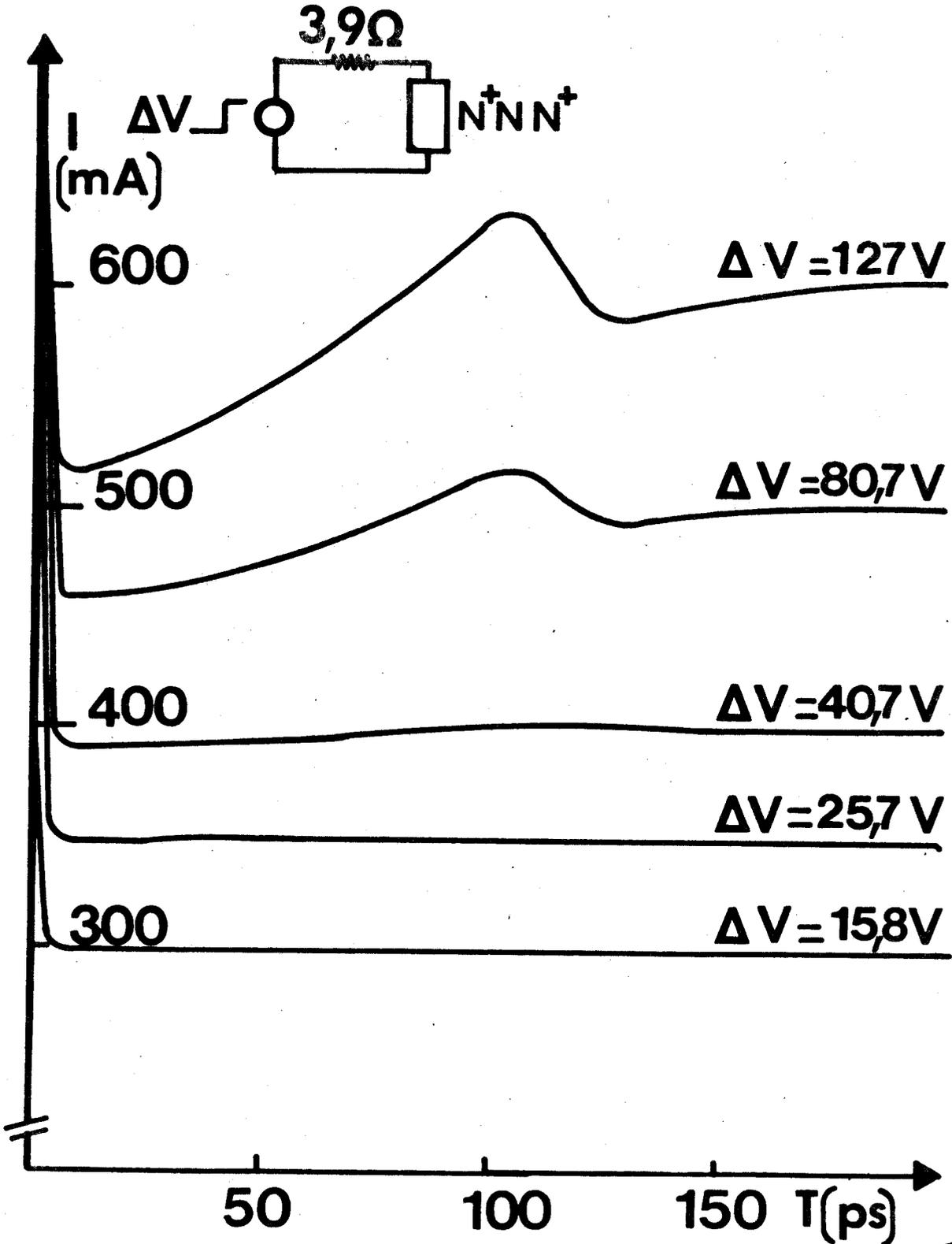


Figure 12

Evolution du courant en fonction du temps pour un échelon de tension ΔV à l'instant initial



BUS
LILLE

Figure 13

CHAPITRE III

VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

Dans ce chapitre, nous nous proposons de vérifier expérimentalement l'étude théorique précédente. Après avoir décrit la réalisation, en collaboration avec la Société L.T.T., d'échantillons N^+NN^+ au silicium, nous mesurons la caractéristique courant-tension et l'évolution de la conductance hyperfréquence présentée par l'échantillon en fonction de l'amplitude de la tension continue ou alternative. Enfin, nous comparons les résultats expérimentaux aux prévisions théoriques.

III.1. REALISATION DES ECHANTILLONS

Les difficultés de réalisation sont dues d'une part, au fonctionnement en champs électriques élevés (nécessité d'éviter les claquages superficiels) et d'autre part, à l'élaboration de bons contacts ohmiques supportant des densités de courant importantes au voisinage de champs électriques élevés. Ces échantillons de type "mésa" sont réalisés à partir d'une plaquette de silicium épitaxiée NN^+ . Les différentes phases de fabrication sont les suivantes :

- on dépose sur l'épitaxie et sur le substrat une laque dopante de type N^+ ($\rho \approx 0,001 \Omega \text{cm}$) que l'on fait diffuser entre 1000 et 1200°C.

- on métallise avec de l'aluminium les deux faces de la plaquette

- on recuit à une température de 500°C la plaquette sous atmosphère neutre ou réductrice pour améliorer le contact métal-semiconducteur.

- on réalise par photo-gravure et attaque chimique une structure de type "mésa" qui permet de diminuer les capacités parasites et d'augmenter les tensions de claquages.

- on découpe les échantillons en carré de 400 μ m de côté à l'aide d'une scie à fil.

- pour terminer, on intègre les échantillons à l'intérieur d'un boîtier hyperfréquence F24D.

Une coupe des échantillons et des boîtiers hyperfréquences est représentée figure 14.

III.2. MESURES EXPERIMENTALES

Bien que nous ayons réalisé un très grand nombre d'échantillons de caractéristiques diverses, les résultats cités dans le cadre limité de ce travail, concernant uniquement une série d'échantillons dont les caractéristiques générales de la zone active sont les suivantes :

- silicium de résistivité 1,6 Ω cm
- longueur de la zone active 10 microns
- surface 10^{-4} cm²

III.2.1. Mesure de la caractéristique I(V)

Afin de permettre une comparaison aisée avec la théorie la mesure du courant I et la tension V doivent s'effectuer à température constante (par exemple la température ambiante). Dans ce but on utilise un générateur de tension variable délivrant des impulsions d'une durée de 100 nanosecondes et de fréquence de répétition de 25 Hz. On évite ainsi l'échauffement moyen et instantané du réseau cristallin et dans ces conditions, le courant

mesuré à l'aide d'une sonde à effet Hall n'est fonction que de la tension appliquée à l'échantillon. La forme de la tension et du courant est visualisée sur un oscilloscope.

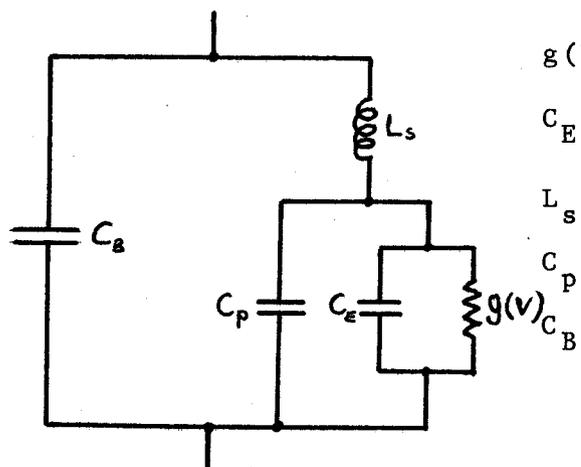
Les résultats expérimentaux reportés sur la figure 6 sont donnés pour plusieurs échantillons de la même série. A partir des caractéristiques géométriques et de dopage définie en III.2., nous avons calculé théoriquement la caractéristique $I(V)$:

- en ne tenant compte que de la limitation de vitesse (courbe 1)
- en tenant compte de l'effet de charge d'espace (courbe 2)
- à partir du programme numérique (courbe 3)

On constate un bon accord entre l'expérience et les résultats du programme numérique.

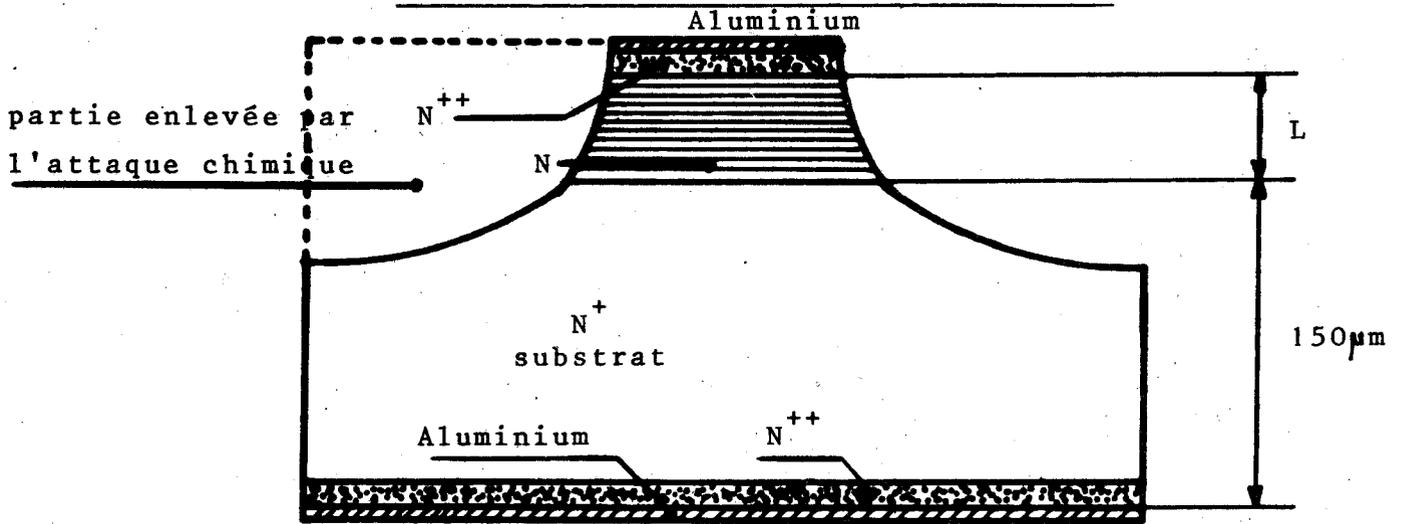
III.2.2. Mesure de la conductance hyperfréquence, petit signal

Les mesures de la conductance hyperfréquence effectuées à une fréquence de 10 GHz pendant la durée de l'application de la tension de commande sont réalisées sur des échantillons montés en boîtiers hyperfréquence F24D (figure 14). Le schéma électrique équivalent en bande X (8 - 12 GHz) de ces boîtiers peut-être représenté par la figure ci-dessous :

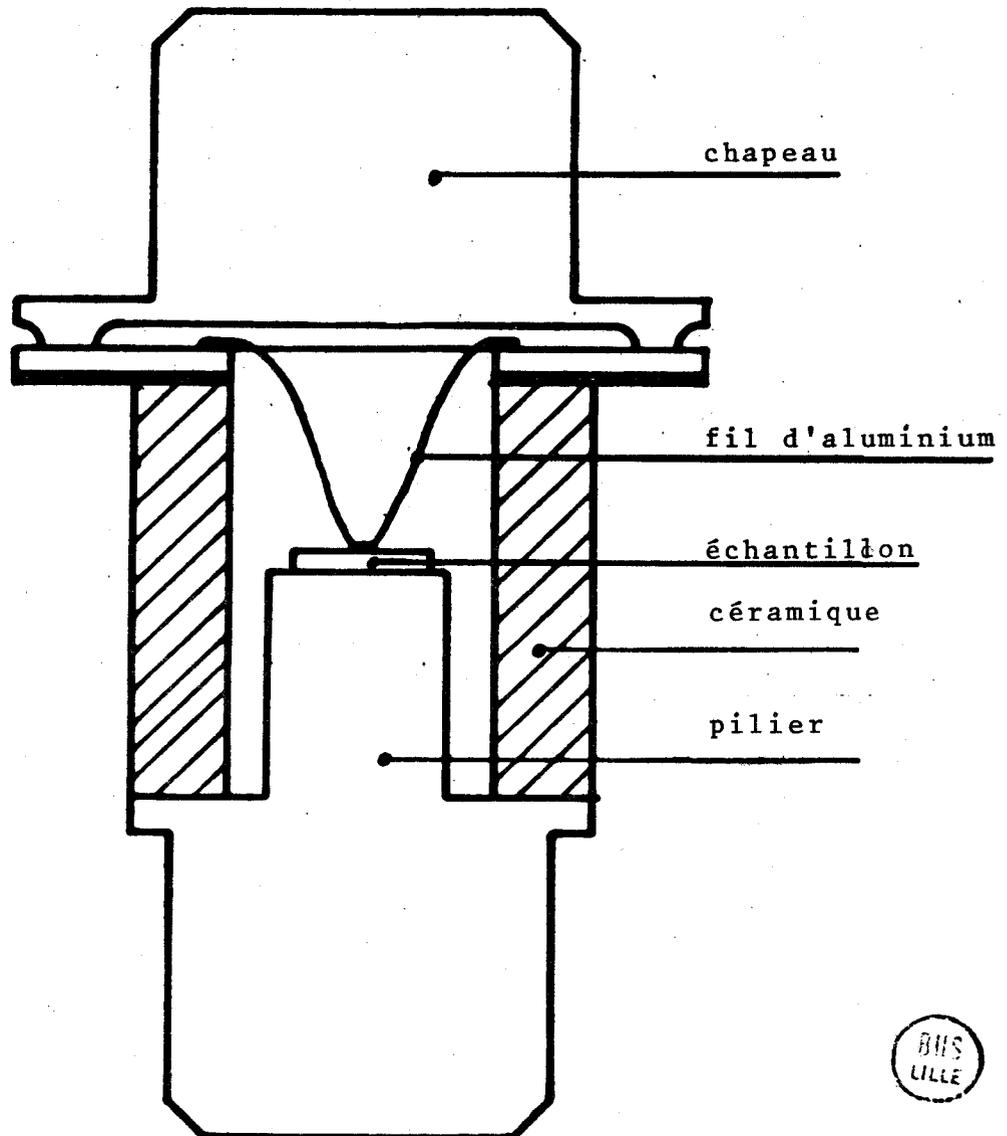


- $g(V)$: conductance de l'échantillon
- C_E : capacité de l'échantillon (0,1pF)
- L_s : self du fil
- C_p : capacité parasite boîtier-fil
- C_B : capacité du boîtier

Coupe d'un échantillon N^+NN^+ épitaxié



Coupe d'un boîtier de type F24D



BIS
LILLE

Figure 14

Les éléments du boîtier sont déterminés à l'analyseur de réseau en mesurant la phase Φ et le module R du coefficient de réflexion de l'échantillon encapsulé par rapport à un court-circuit de référence en fonction de la fréquence. La résistance présentée par l'échantillon en l'absence de polarisation est parfaitement connue. On peut donc obtenir à partir des courbes $\Phi(F)$ - $R(F)$ la valeur des éléments du schéma équivalent du boîtier. En pratique, les valeurs suivantes ont permis d'obtenir le meilleur accord théorie expérience :

$$L_s = 0,55 \text{ nH}$$

$$C_p = 0,12 \text{ pF}$$

$$C_B = 0,24 \text{ nH}$$

La mesure de l'admittance hyperfréquence de l'échantillon encapsulé peut alors être effectuée en bande X en fonction de la tension appliquée.

Le dispositif de mesure utilisé est composé d'un T hybride monté en comparateur (figure 15). L'impédance étalon est constituée d'un atténuateur étalonné associé à un court-circuit mobile. L'échantillon est placé à l'extrémité d'une transition guide-coaxial et polarisé en impulsions.

La méthode de mesure est la suivante :

1) On procède tout d'abord à l'étalonnage du banc : l'échantillon est remplacé par un court-circuit, puis on règle la position du court-circuit l_{cc} et de l'atténuateur α_{cc} de telle façon que l'on détecte un zéro.

2) Ensuite on place l'échantillon dans la cellule de mesure et on réalise de nouveau un zéro en notant la position du court-circuit l_{cc} et de l'atténuateur α pour chaque tension de polarisation.

Une mesure préalable de la fréquence nous a permis de déterminer la longueur d'onde λ_g dans le guide. L'impédance hyper-

fréquence de l'échantillon encapsulé se déduit alors aisément de l_{cc} , l , λ_g , α_{cc} et α . Les points correspondants sur l'abaque de Smith sont représentés sur la figure 16 et comparés à ceux déduits de la théorie numérique développée précédemment connaissant les éléments parasites du boîtier. Les valeurs correspondantes théoriques et expérimentales de la conductance présentée par l'échantillon sont représentées figure 17. On peut constater un bon accord entre les résultats théoriques et expérimentaux.

III.2.3. Mesure de la conductance hyperfréquence, grand signal

Le dispositif de mesure est représenté figure 18. Nous utilisons une méthode un peu différente de la précédente. Le rapport g_o/\tilde{g} est alors déterminé uniquement à partir des variations du module du coefficient de réflexion $|\rho|$ de l'échantillon encapsulé avec la puissance hyperfréquence incidente P_i . La puissance hyperfréquence absorbée P_a par l'échantillon se détermine à partir de la relation :

$$P_a = P_i (1 - |\rho|^2)$$

Connaissant les éléments parasites du boîtier, on détermine théoriquement le module de ρ en fonction du rapport g_o/\tilde{g} . Il est donc possible de comparer les courbes $g_o/\tilde{g}=f(P_a)$ expérimentale et théorique (figure 19). On constate un bon accord, compte tenu du fait que la technique de mesure est relativement simple et de ce fait assez peu précise.

Dispositif de mesure de l'impédance
hyperfréquence petit signal

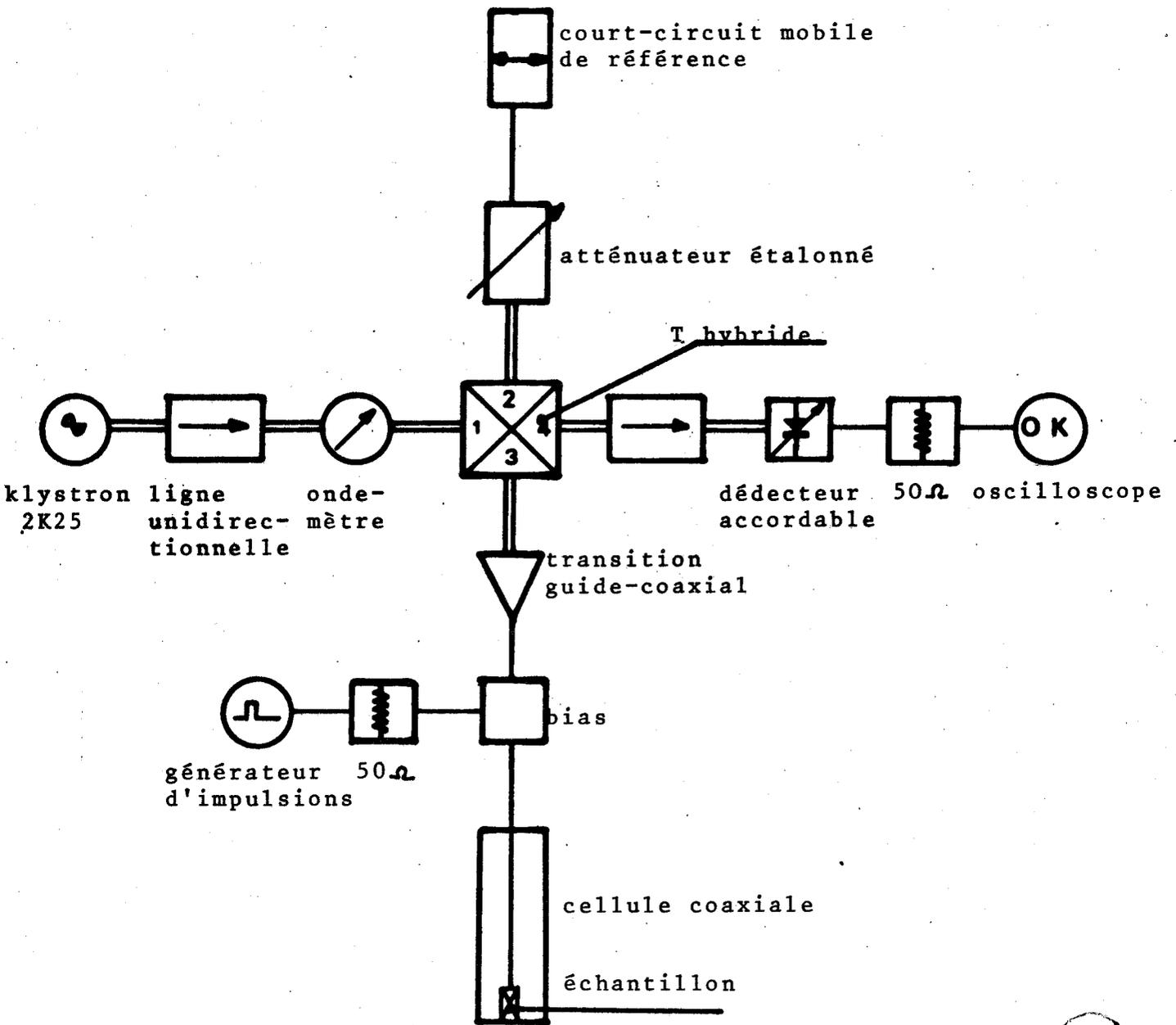
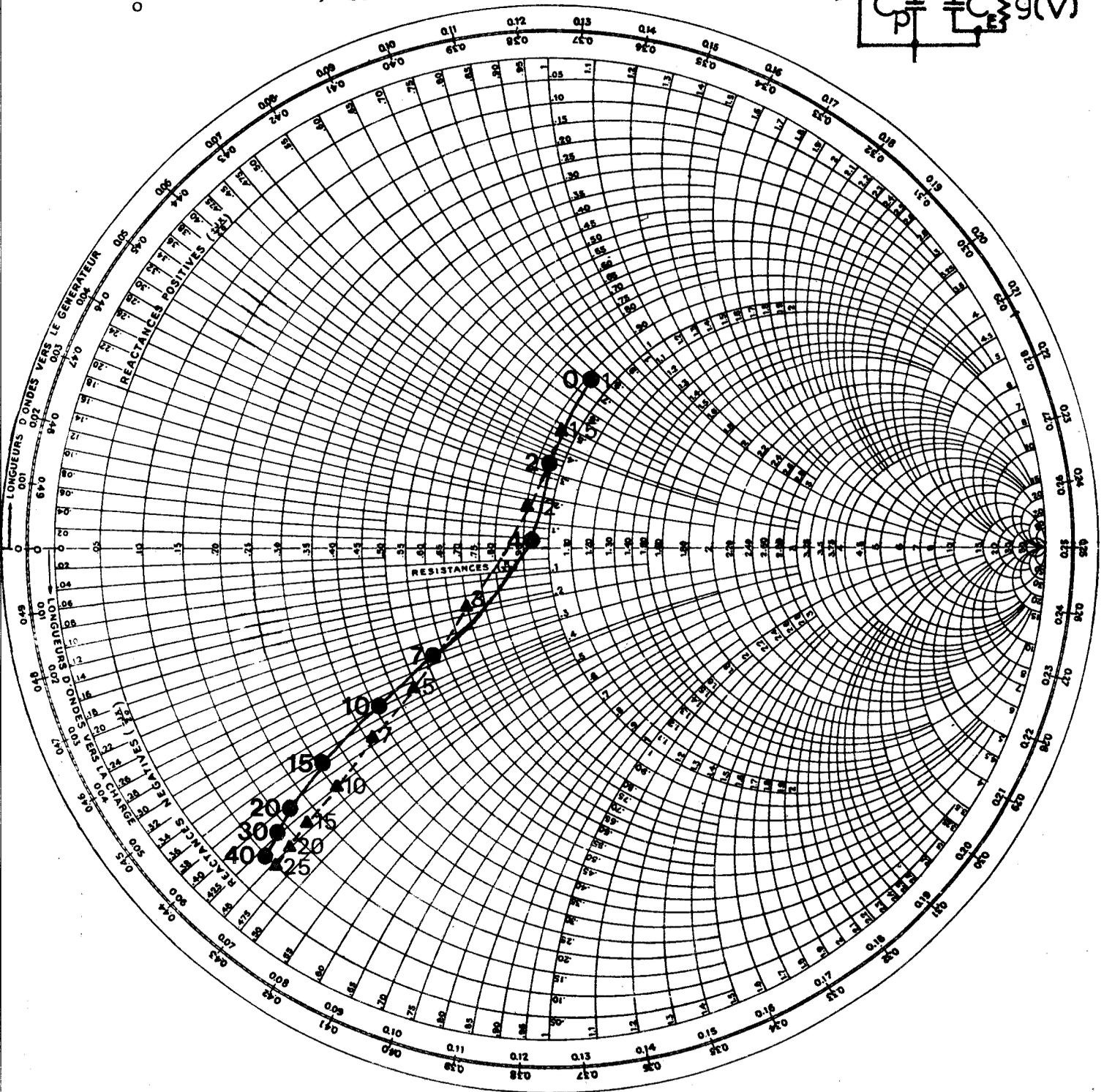
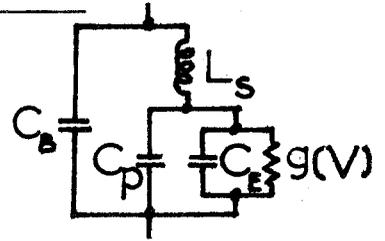


Figure 15

Impédance de l'échantillon encapsulé (F=10GHz)

R_0 théorique = 16Ω

R_0 mesuré = $15,7 \Omega$



- points expérimentaux fonction de la tension
- ▲ points théoriques fonction de g_0/g

Figure 16



Variation de la conductance hyperfréquence ($F=10\text{GHz}$) en fonction de

la tension de polarisation

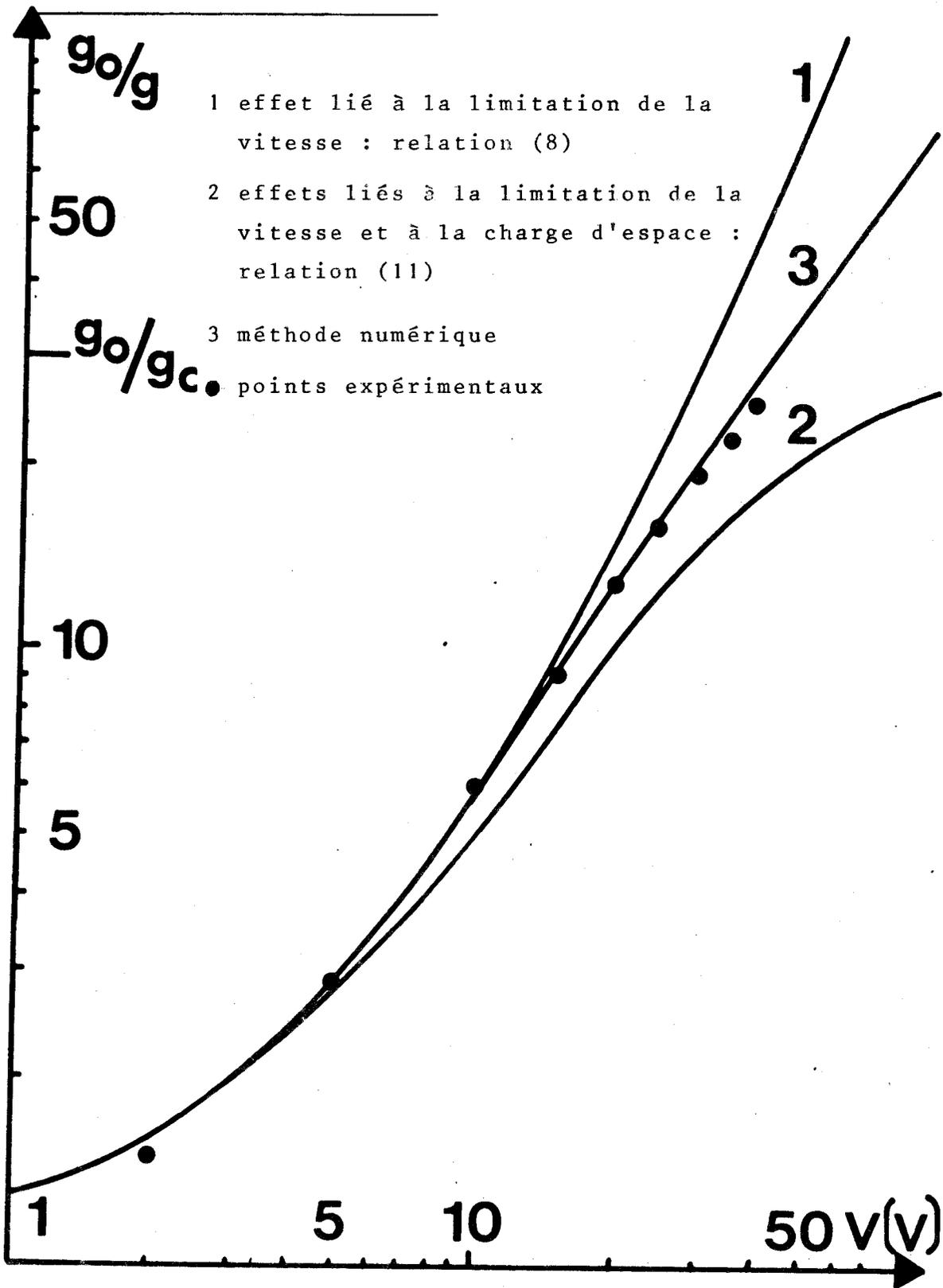


Figure 17



Dispositif de mesure de la conductance
hyperfréquence grand signal

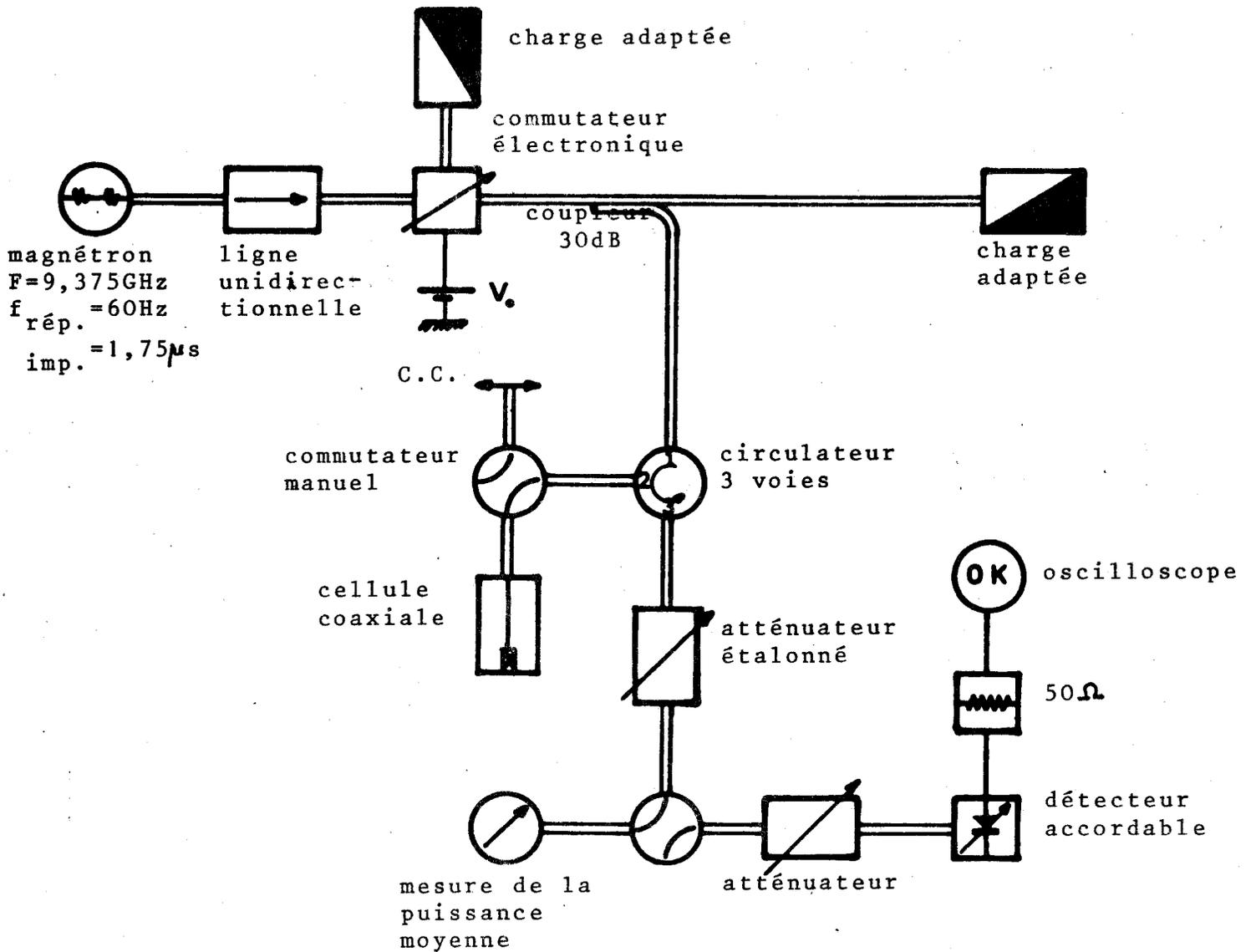
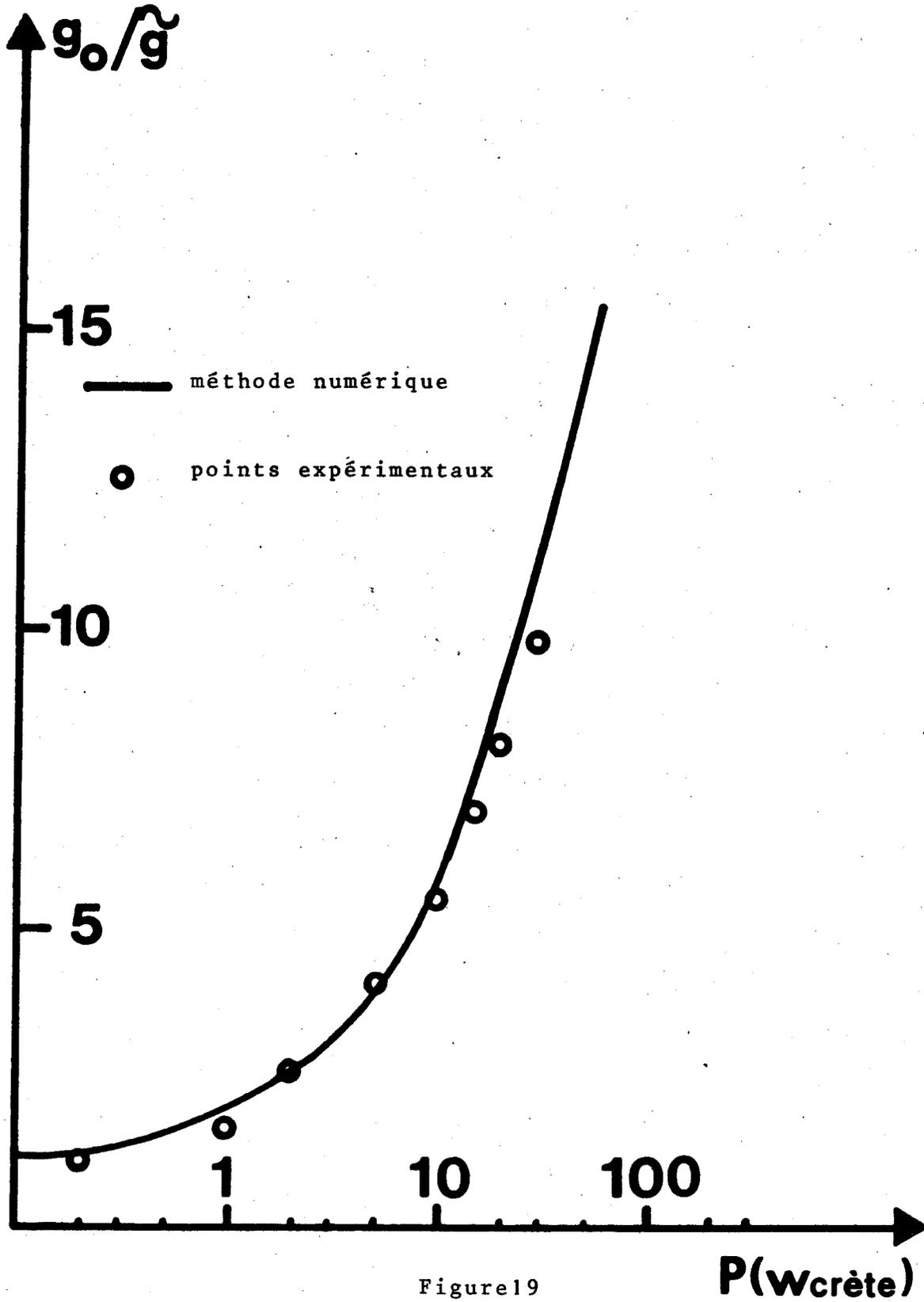


Figure 18



Conductance hyperfréquence en fonction
de la puissance absorbée par l'échantillon



DEUXIEME PARTIE

APPLICATIONS HYPERFREQUENCES

Dans la première partie, nous avons montré qu'il était possible d'obtenir des variations importantes de la conductivité hyperfréquence présentée par une structure semiconductrice N^+NN^+ en fonction d'une tension appliquée continue (modulateur) ou hyperfréquence (limiteur)

Dans cette seconde partie, nous nous proposons de montrer comment utiliser cette propriété pour la réalisation de nouveaux dispositifs hyperfréquences : modulateurs et limiteurs subnanosecondes. Nous nous efforçons tout d'abord (chapitre IV) d'évaluer d'une façon aussi réaliste que possible, les performances théoriques de modulateurs et limiteurs fondés sur ce principe. En particulier, nous étudions l'influence de l'intégration de l'échantillon dans un boîtier hyperfréquence classique et du choix du matériau sur les performances. Nous donnons ensuite (chapitre V) les premiers résultats expérimentaux obtenus à l'aide de maquettes simples et nous nous intéressons plus particulièrement au temps de réponse du modulateur et au problème de l'élimination du "spike"* dans le limiteur.

* le spike est la puissance de fuite dans un limiteur

CHAPITRE IV

EVALUATION THEORIQUES DES PERFORMANCES

D'UN MODULATEUR ET D'UN LIMITEUR A STRUCTURE

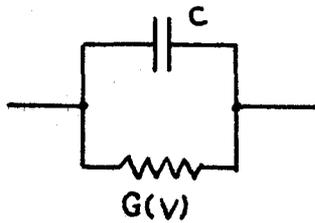
SEMICONDUCTRICE N^+NN^+

Plusieurs circuits hyperfréquences peuvent être utilisés pour obtenir une variation d'atténuation à partir des variations de la conductance hyperfréquence du composant. En général, la structure semiconductrice est placée soit en série, soit en parallèle dans la ligne de transmission reliant le générateur au récepteur dont les impédances sont supposées résistives et adaptées: c'est le fonctionnement en "transmission". Par ailleurs l'association d'un circulateur permet un autre type de fonctionnement que nous appellerons en "réflexion".

Nous nous intéressons tout d'abord aux lois générales donnant les atténuations maximales α_{\max} et minimales α_{\min} valables pour les limiteurs et les modulateurs. Nous étudions ensuite plus précisément leurs fonctionnements en nous intéressant en particulier à l'influence de l'encapsulation et du choix du matériau sur les performances.

IV.1. LOIS GENERALES

L'étude théorique et les vérifications expérimentales de la première partie ont montré qu'une structure semiconductrice N^+NN^+ soumise à une tension de polarisation (continue ou hyperfréquence) variable peut se représenter par le schéma équivalent suivant :



$G(V)$ = conductance fonction de la tension de polarisation

$G(V) = g(V)$ pour le fonctionnement en modulateur

$G(V) = \frac{v}{g(V)}$ pour le fonctionnement en limiteur

C = capacité de l'échantillon pratiquement constante

IV.1.1. Fonctionnement en transmission

IV.1.1.1. Montage série

Le schéma de principe du montage série est représenté figure 20

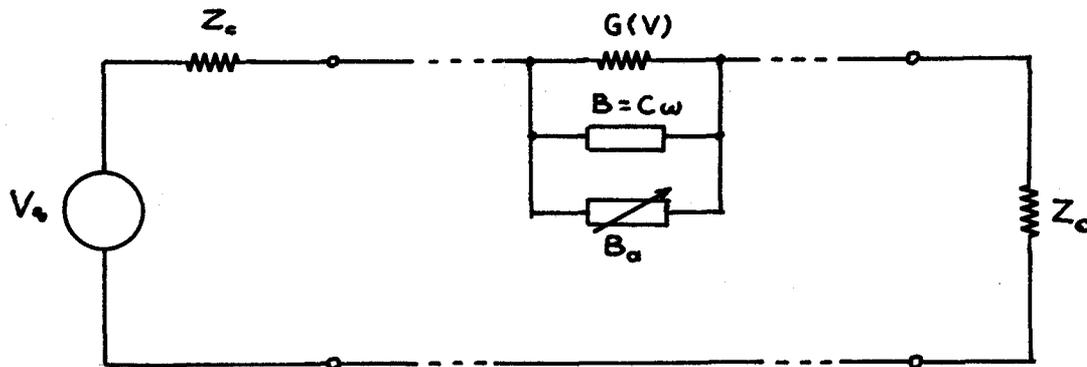


Figure 20

Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne

B_a est la susceptance d'accord qui permet de minimiser les effets de la capacité de l'échantillon.

Si nous définissons P_1 comme étant la puissance délivrée par le générateur lorsqu'il est adapté et P_2 la puissance reçue par la charge en présence de l'échantillon N^+NN^+ et de son accord, nous pouvons écrire l'atténuation comme étant le rapport $\frac{P_2}{P_1}$ qui

en fonction de la tension de polarisation s'exprime par la relation:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{2Z_c} \frac{G(V)}{G^2(V) + (B+B_a)^2} \right]^2 + \left[\frac{1}{2Z_c} \frac{B+B_a}{G^2(V) + (B+B_a)^2} \right]^2}$$

l'expression de l'atténuation en décibels s'écrit :

$$\alpha(\text{dB}) = 10 \log \left[\left(1 + \frac{1}{2Z_c} \frac{G(V)}{G^2(V) + (B+B_a)^2} \right)^2 + \left(\frac{1}{2Z_c} \frac{B+B_a}{G^2(V) + (B+B_a)^2} \right)^2 \right] \quad (23)$$

La susceptance B étant pratiquement constante (cf. 1ère partie, chapitre II), en réalisant l'accord ($B_a = -B$), nous déterminons les atténuations minimales α_{\min} et maximales α_{\max} en fonction de l'amplitude de la tension appliquée à l'échantillon

- à tension faible:

la conductivité hyperfréquence est égale à la conductivité "naturelle" g_o , et l'expression de l'atténuation s'écrit d'après la relation (23)

$$\alpha_{\min} = 20 \log \left(1 + \frac{1}{2Z_c g_o} \right) \quad (24)$$

α_{\min} représente alors les pertes d'insertion du dispositif.

- à tension forte:

l'atténuation maximale est obtenue lorsque la tension appliquée est maximale, c'est-à-dire proche de la tension d'avalanche dans le silicium

Nous trouvons :

$$\alpha_{\max} = 20 \log \left(1 + \frac{1}{2Z_c G(V_M)} \right) \quad (25)$$

A partir de la relation (24) nous déduisons l'expression de l'impédance caractéristique Z_c donnant la valeur de α_{\min} et en substituant la valeur de Z_c dans (25) on trouve :

$$\alpha_{\max} = 20 \log \left[1 + \frac{g_o}{G(V_M)} \left(10^{\frac{\alpha_{\min}}{20}} - 1 \right) \right] \quad (26)$$

Cette expression montre clairement que la différence entre l'atténuation maximale et les pertes d'insertion n'est fonction que du rapport :

$$\frac{g_o}{G(V_M)}$$

IV.1.1.2. Montage parallèle

Dans ce cas la structure semiconductrice et son dispositif d'accord sont placés en parallèle sur le récepteur. Le schéma de principe du montage est représenté figure 21

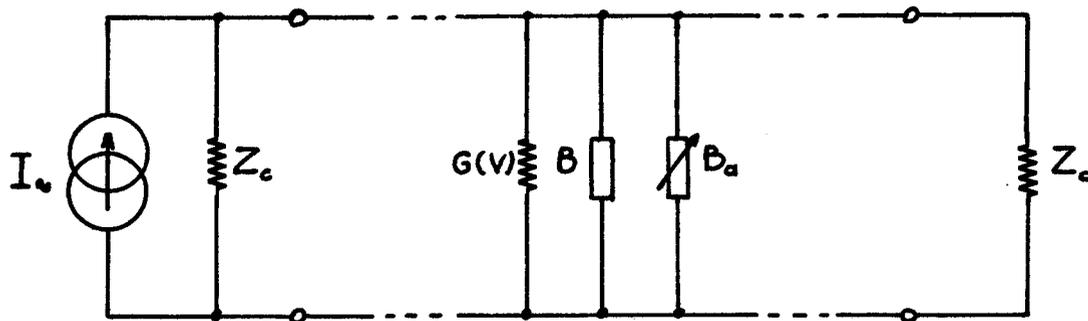


Figure 21

Le rapport de la puissance reçue par la charge sur la puissance maximale délivrée par le générateur s'écrit :

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{\left(1 + \frac{G(V)Z_c}{2} \right)^2 + \left(\frac{(B+B_a)Z_c}{2} \right)^2}$$

l'atténuation s'exprime par la relation

$$\alpha(\text{dB}) = 10 \log \left[\left(1 + \frac{G(V)Z_c}{2} \right)^2 + \left(\frac{(B+B_a)Z_c}{2} \right)^2 \right] \quad (27)$$

en réalisant l'accord $B+B_a = 0$, nous obtenons :

- à tension faible:

l'atténuation est maximale, et d'après (27)

$$\alpha_{\max} = 20 \log \left(1 + \frac{g_o Z_c}{2} \right) \quad (28)$$

- à tension forte:

l'atténuation devient minimale et représente les pertes d'insertion:

$$\alpha_{\min} = 20 \log \left(1 + \frac{G(V_M) Z_c}{2} \right) \quad (29)$$

A l'aide des relations précédentes il est facile d'exprimer l'atténuation maximale en fonction de l'atténuation minimale

$$\alpha_{\max} = 20 \log \left[1 + \frac{g_o}{G(V_M)} \left(10^{\frac{\alpha_{\min}}{20}} - 1 \right) \right] \quad (30)$$

IV.1.1.3. Interprétation

A partir des relations (24) et (29) nous avons représenté figure 22 les valeurs de l'impédance caractéristique Z_c , fonction de g_o pour le montage série et fonction de $G(V_M)$ pour le montage parallèle, pour des pertes d'insertions données ($\alpha_{\min} = 0,5, 1, 2$ dB). Cette figure montre que le montage série requière des impédances caractéristiques plus faibles que le montage parallèle.

En second lieu, la relation entre les atténuations maximales et minimales (relations 26 et 30) est la même quelque soit le montage: série ou parallèle.

L'obtention d'atténuations maximales importantes associées à des pertes d'insertions faibles nécessite l'emploi de structures semiconductrices présentant un contraste de conductance le plus grand possible. Cette constatation est illustrée figure 23 où nous

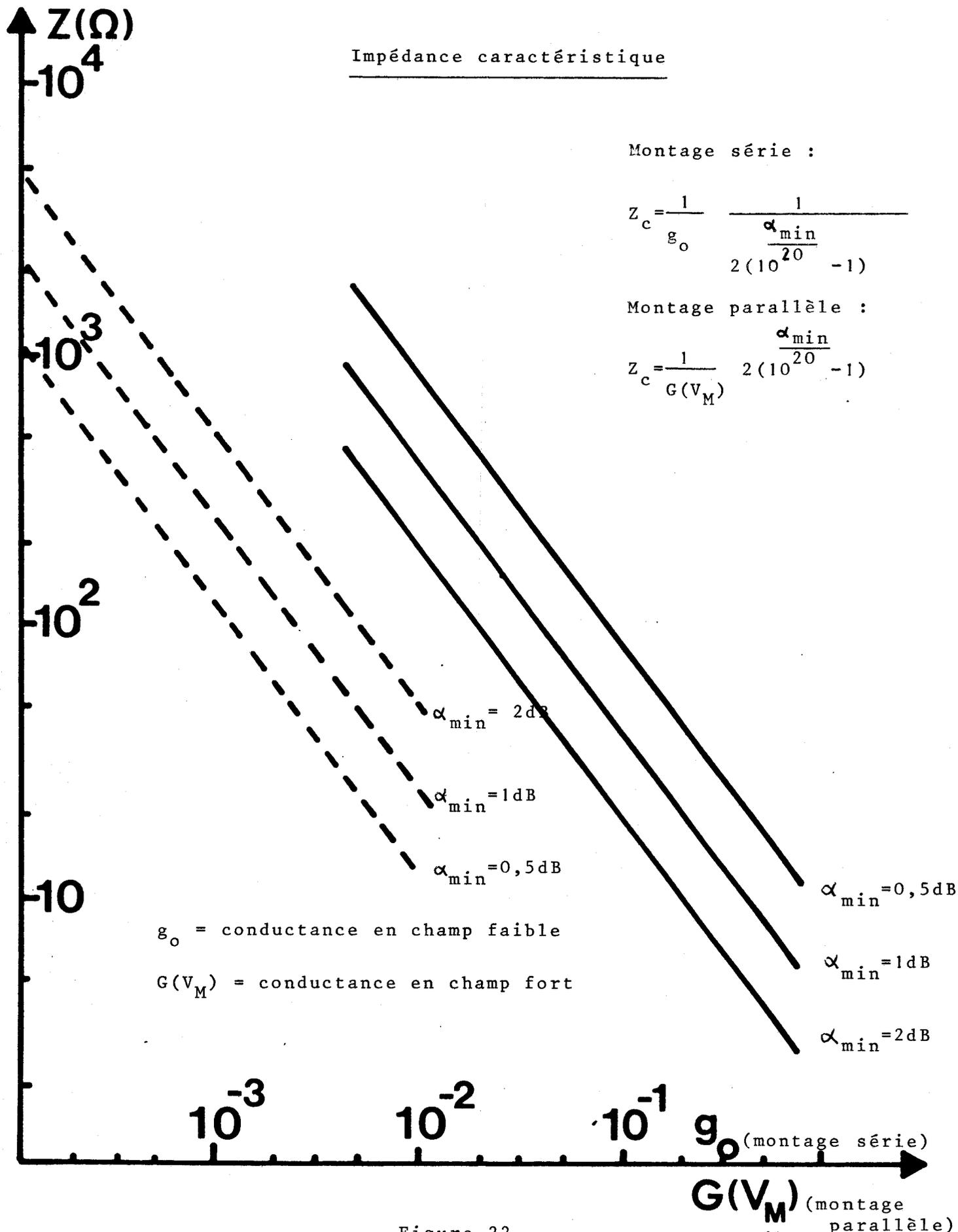


Figure 22



Atténuation maximale obtenue pour différentes pertes d'insertion en fonction du rapport $g_o/G(V)$

Montage en transmission

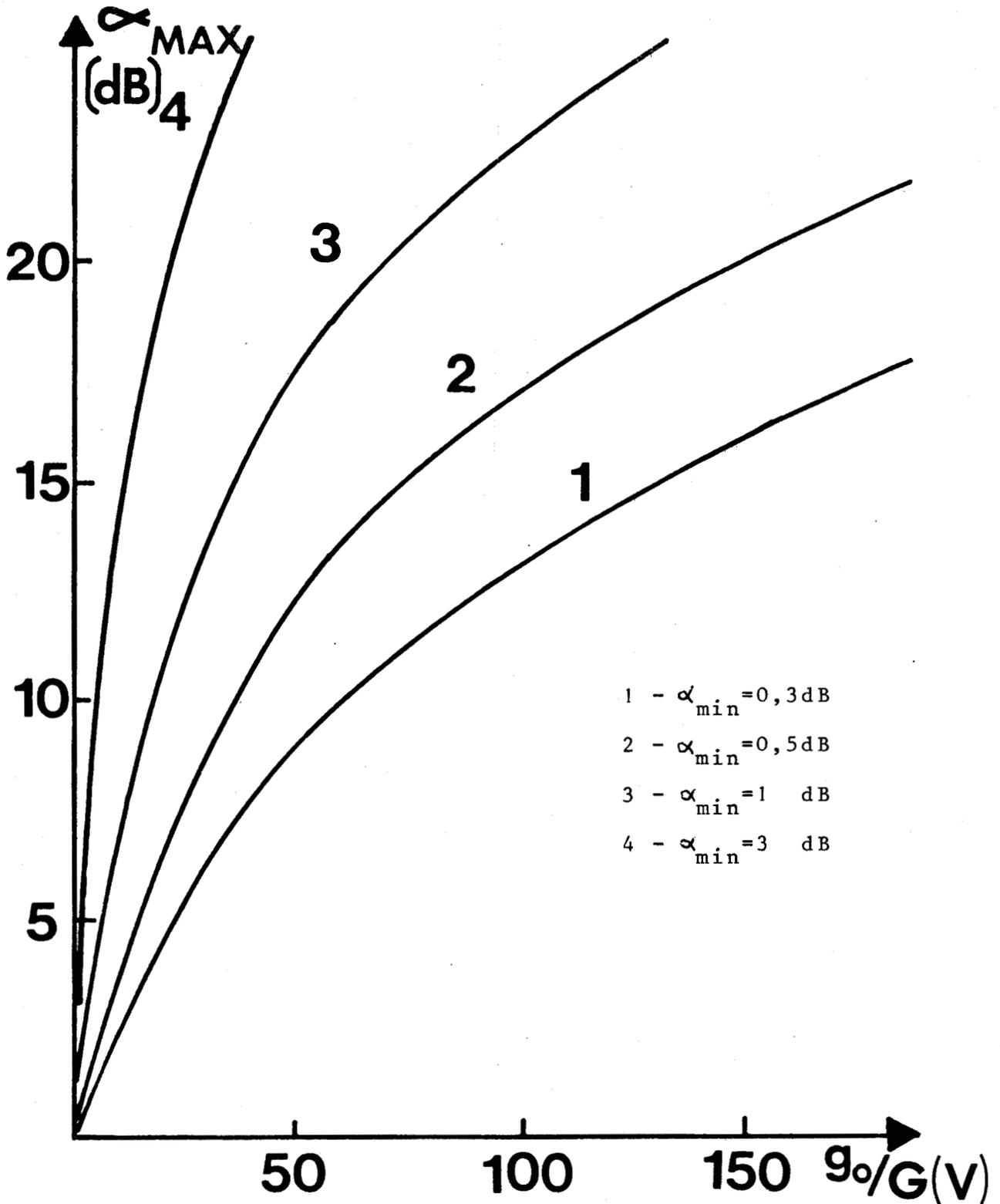


Figure 23



avons représenté l'atténuation maximale prévisible en fonction du rapport $g_o/G(V)$ pour différentes valeurs des pertes d'insertion. Les valeurs maximales de ce rapport peuvent être déterminés soit approximativement par le calcul analytique soit de façon plus précise par le calcul numérique ou par les mesures expérimentales. Les performances théoriques maximales se déduisent alors directement à partir de la courbe $g_o/G(V)$ (figure 23)

Ainsi par exemple l'échantillon étudié théoriquement dans la première partie donnerait :

- en modulateur
avec $\alpha_{\min} = 1\text{dB}$, $\alpha_{\max} = 24,1\text{dB}$
- en limiteur
avec $\alpha_{\min} = 1\text{dB}$, $\alpha_{\max} = 10,7\text{dB}$

IV.1.2. Fonctionnement en réflexion

Le fonctionnement en réflexion s'obtient en associant à l'échantillon muni de son dispositif d'accord un circulateur. Le schéma de principe est représenté figure 24

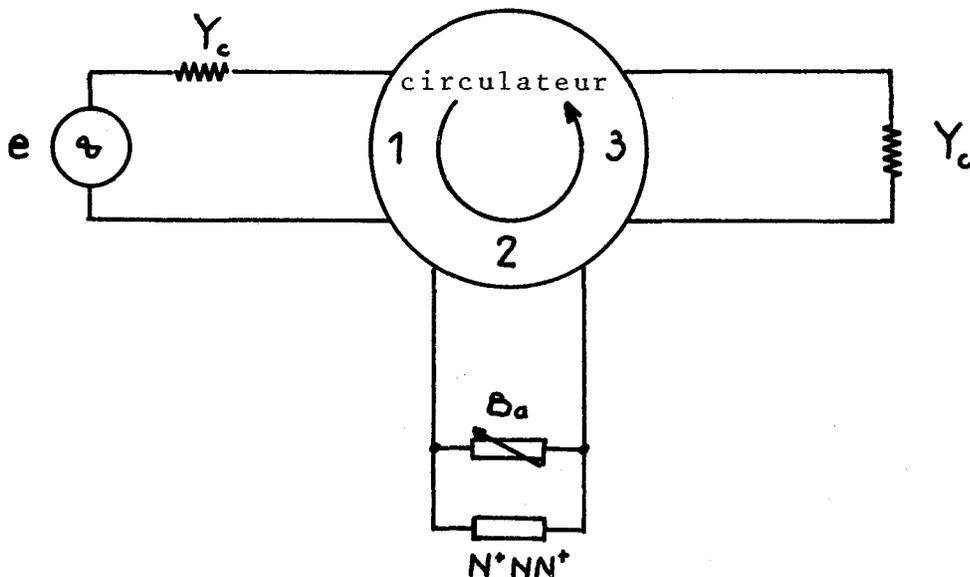


Figure 24

Dans le cas où tous les éléments sont supposés parfaits l'expression de l'atténuation présentée entre le générateur et son récepteur s'écrit :

$$\alpha \text{ (dB)} = 10 \log \frac{(Y_c + G(V))^2 + (B+B_a)^2}{(Y_c - G(V))^2 + (B+B_a)^2} \quad (31)$$

- fonctionnement en modulateur $G(V) = g(V)$
- fonctionnement en limiteur $G(V) = \tilde{g}(V)$

lorsque l'accord est réalisé $B + B_a = 0$, la relation (31) se simplifie et devient :

$$\alpha \text{ (dB)} = 20 \log \left| \frac{Y_c + G(V)}{Y_c - G(V)} \right|$$

Pour des tensions de polarisation faibles, $G(V)$ est maximum et égal à la conductance naturelle g_o , les pertes d'insertions sont alors données par

$$\alpha_{\min} \text{ (dB)} = 20 \log \left| \frac{Y_c + g_o}{Y_c - g_o} \right| \quad (32)$$

Lorsque la tension de polarisation augmente $G(V)$ diminue et d'atténuation devient théoriquement infinie quand la conductance de l'échantillon est égale à la conductance caractéristique Y_c . Si cette égalité ($G(V)=Y_c$) est obtenue pour la tension de polarisation maximale les pertes d'insertions seront minimales. Cette constatation devient évidente si l'on exprime α_{\min} , donnée par la relation (32), en fonction du rapport $\frac{g_o}{G(V)}$ (figure 25)

$$\alpha_{\min} \text{ (dB)} = 20 \log \left| \frac{1 + \frac{g_o}{G(V)}}{1 - \frac{g_o}{G(V)}} \right| \quad (33)$$

Dans la pratique la valeur maximale de l'atténuation est limitée par les caractéristiques du circulateur utilisé.

Modulateur et limiteur en réflexion

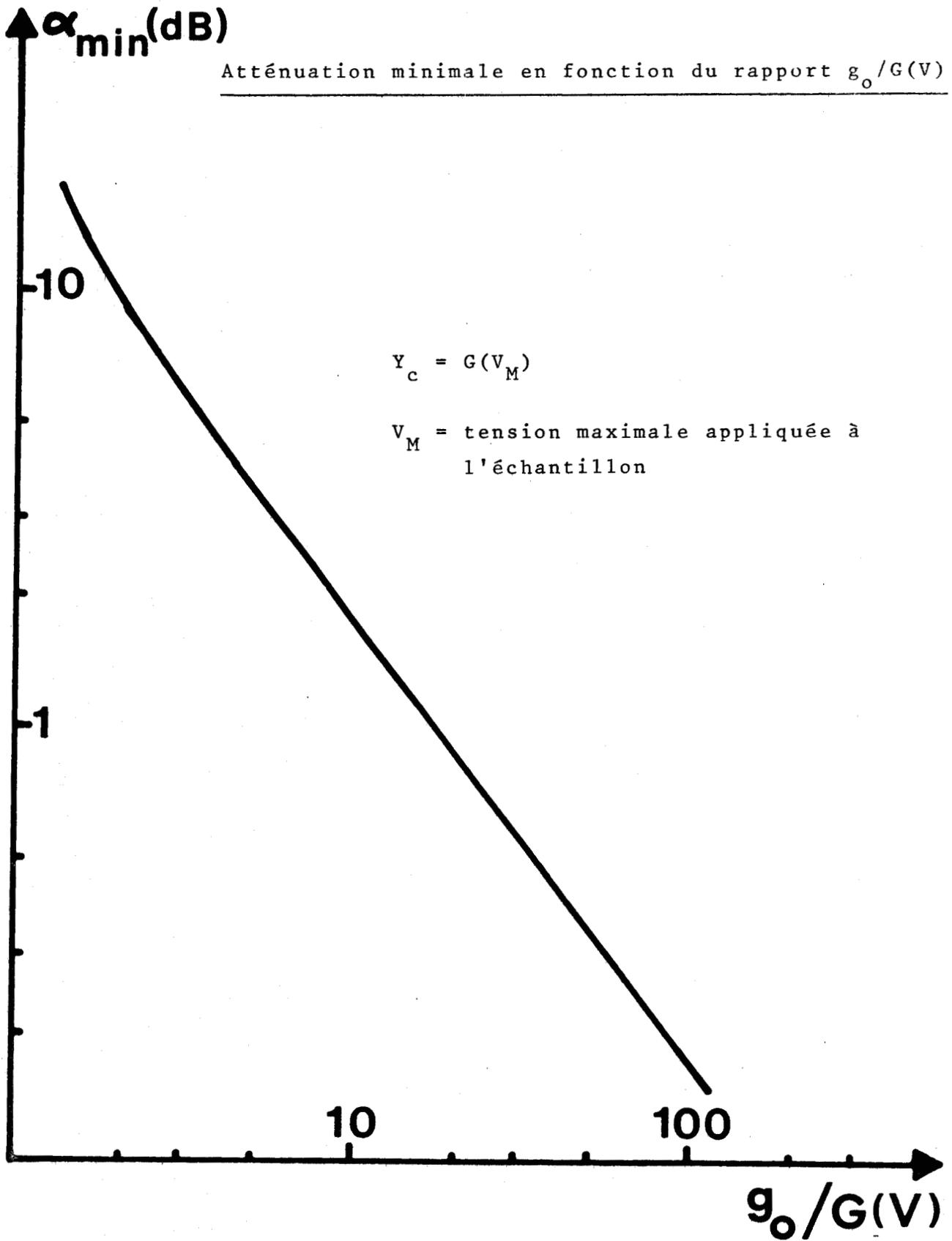


Figure 25

IV.2. APPLICATIONS HYPERFREQUENCES

Après avoir calculé théoriquement les atténuations maximales et minimales susceptibles d'être obtenues, nous illustrons maintenant ces considérations par quelques calculs plus précis correspondant à des exemples de réalisations possibles. En effet, il est essentiel de déterminer les puissances de commandes nécessaires dans le fonctionnement en modulateur ou limiteur. Par ailleurs, les échantillons N^+NN^+ sont généralement insérés dans un boîtier hyperfréquence dont les éléments parasites peuvent modifier les performances. Ainsi nous nous proposons d'étudier à titre d'exemple l'influence de l'encapsulation sur l'atténuation et la bande passante d'un modulateur. Enfin, le choix du matériau joue un rôle important. Nous allons essayer de mettre en évidence son influence sur les performances théoriques d'un limiteur à structure semiconductrice en étudiant les possibilités du silicium et de l'arséniure de gallium.

IV.2.1. Applications en modulateur

Nous nous proposons de calculer, à la fréquence de 10GHz, les atténuations α en fonction de la tension de polarisation V appliquée à l'échantillon.

La figure 26 montre l'évolution de la courbe $\alpha(V)$ pour un montage en transmission. Les performances sans accord et avec accord parallèle sont comparées pour deux montages différents :

courbe A : montage série

courbe B : montage parallèle

La valeur de l'impédance caractéristique est choisie de façon que l'atténuation minimale soit de 1 dB.

Les caractéristiques de l'échantillon étudié sont les suivantes :

$$\rho = 1 \Omega \text{ cm}$$

$$L = 8,1 \mu\text{m}$$

$$S = 1,13 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$$

Fonctionnement en modulateur (F=10GHz)

A. Montage série - Impédance de la ligne $Z_c = 32 \Omega$

1 avec accord parallèle

2 sans accord

B. Montage parallèle - Impédance de la ligne $Z_c = 234 \Omega$

3 avec accord parallèle

4 sans accord

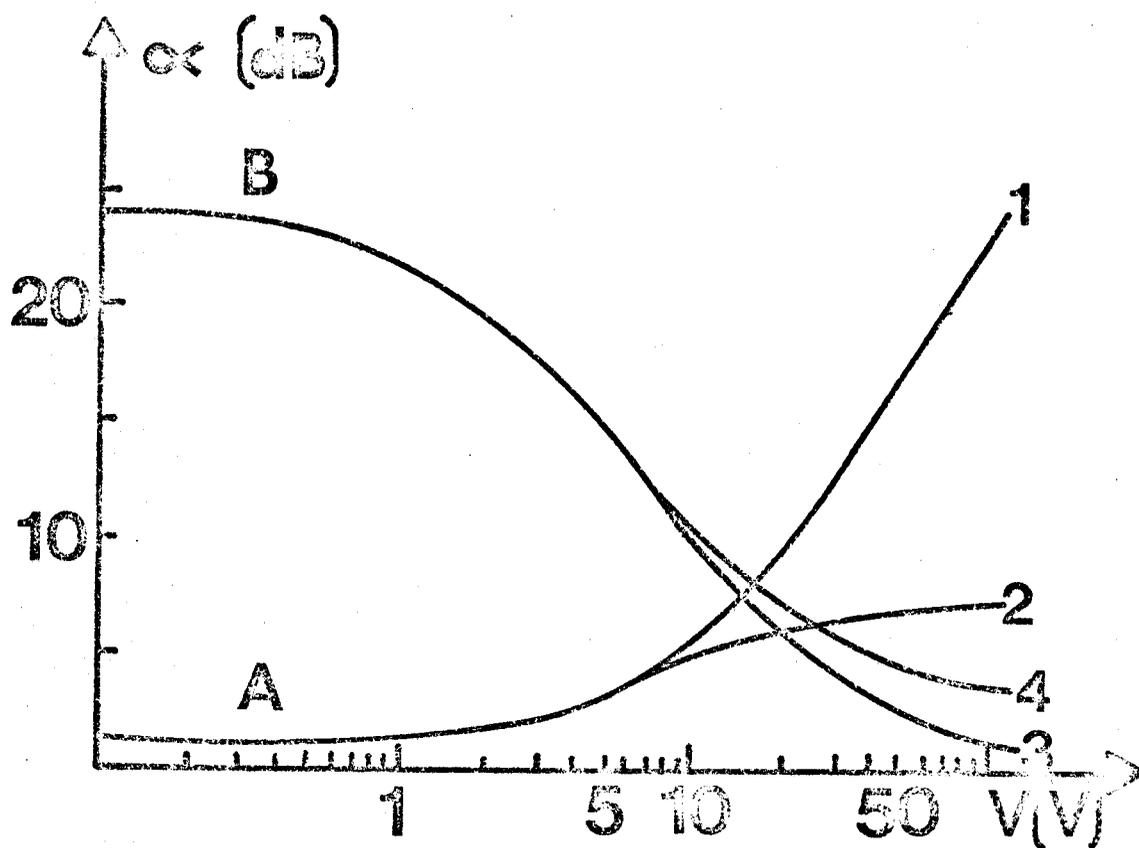


Figure 26



Nous indiquons figure 27 les performances d'un modulateur en réflexion utilisant le même échantillon qu'en transmission. Nous constatons que le niveau minimal des pertes d'insertion est déterminé par la valeur maximale du rapport g_0/g . Dans ce cas la tension de polarisation et la puissance de commande sont maximales et la valeur de l'impédance caractéristique Z_c est égale à $1/g$. Ainsi, nous résumons les performances obtenues en réflexion (tableau III) en fonction de diverses valeurs de l'impédance caractéristique.

Z_c (Ω)	α_{\max} (dB)	V (volts)	P_c (watts)	α_{\min} (dB)
100	∞	16,5	5	1,36
150	∞	23	7,9	0,91
$\frac{1}{g} = 960$	∞	116	70	0,14

Tableau III

Si on compare ces résultats avec ceux du modulateur en transmission on remarque que le modulateur en réflexion donne de meilleures performances. En effet pour obtenir les mêmes atténuations (par exemple 1-20 dB) la puissance de commande est diminuée dans un rapport 5 (7 watts au lieu de 35 watts). Par contre le montage en réflexion nécessite l'emploi d'un circulateur à trois voies dont les pertes d'insertion (0,3-0,4 dB) viennent s'ajouter à celles du modulateur.

Nous allons maintenant nous intéresser à l'influence des éléments parasites d'un boîtier hyperfréquence de type F24D sur l'atténuation et la bande passante d'un modulateur. Dans ce but

Modulateur en réflexion (F=10GHz)

Atténuation en fonction de la tension appliquée pour
différentes impédances caractéristiques

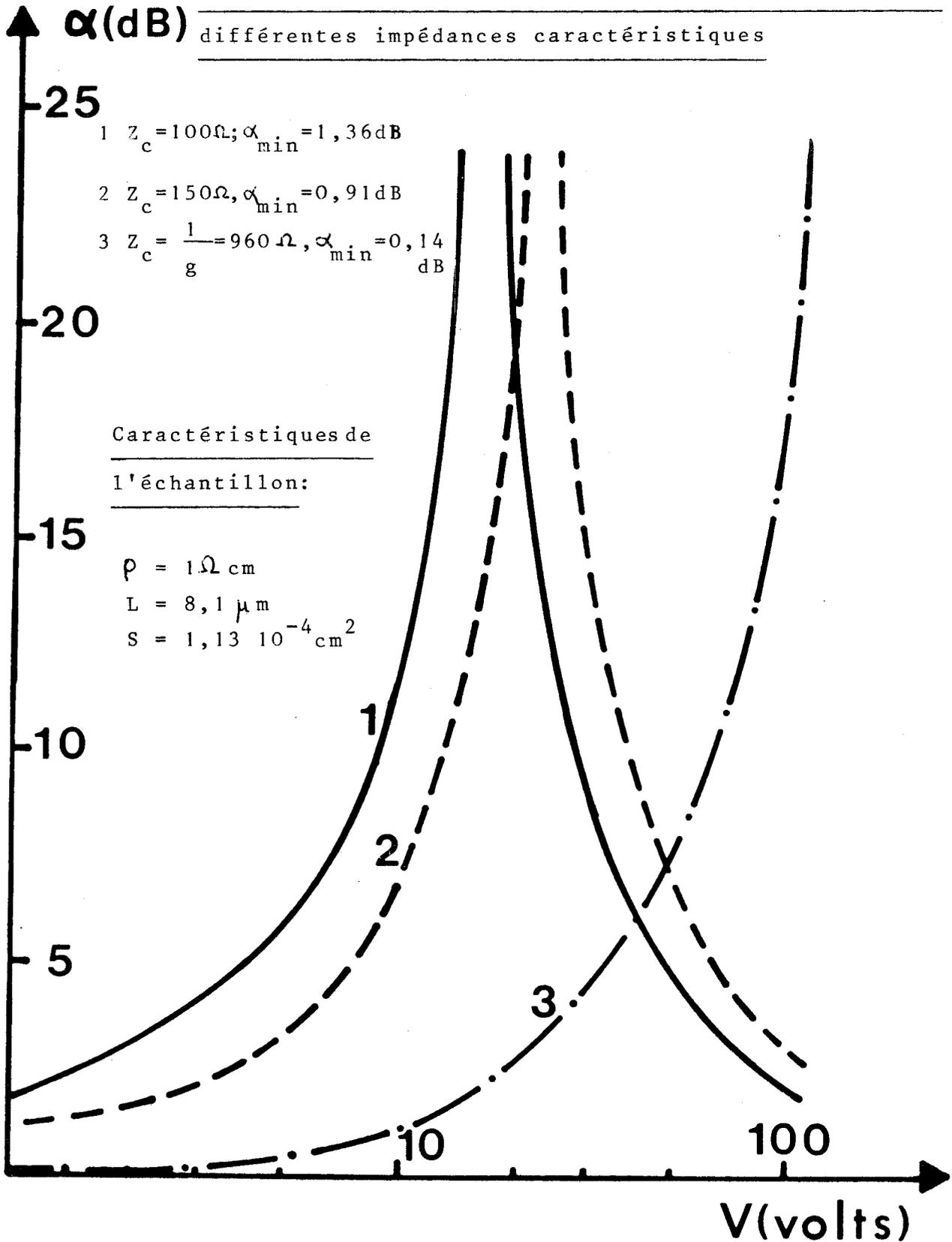


Figure 27

nous utilisons le montage en transmission représenté figure 28

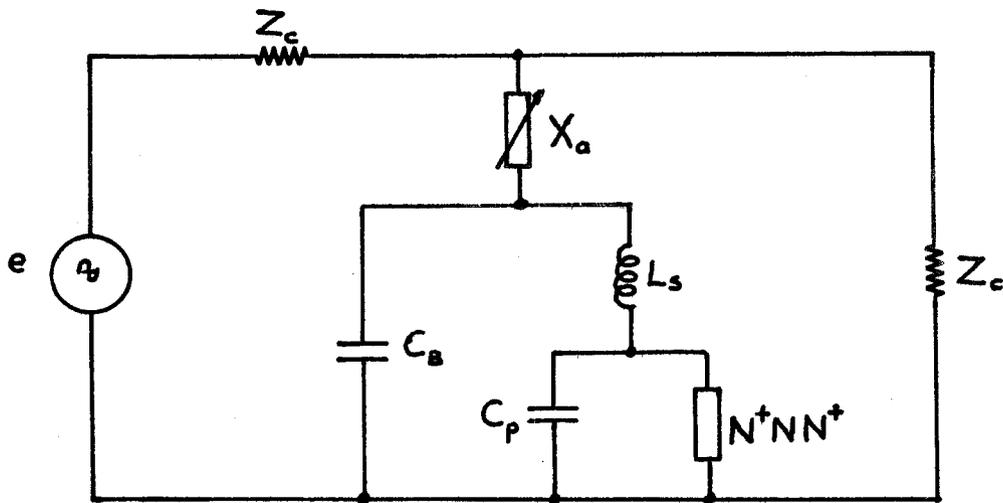


Figure 28

L'accord série X_a permet d'améliorer les performances en atténuation, mais comme nous le verrons, au détriment de la bande passante.

La figure 29 représente les variations de l'atténuation maximale en fonction de la surface S de l'échantillon ; la valeur de l'impédance caractéristique est tel que le niveau des pertes d'insertion est fixé à 1 dB. Nous remarquons que les atténuations maximales tendent vers les performances obtenues sans le boîtier pour de faibles surfaces de l'échantillon ; cela est dû au fait que l'influence de la self des fils L_s devient moindre. L'emploi de faibles surfaces présente également l'avantage de nécessiter des puissances de commande plus faibles. On remarque par ailleurs que l'insertion de l'échantillon dans un boîtier hyperfréquence diminue la bande passante. (figure 30)

Remarque: Avec un montage à double compensations (accord série + parallèle) on peut toujours retrouver les performances maximales obtenues sans le boîtier au pris d'une diminution supplémentaire de la bande passante.

Modulateur parallèle, accord série
avec boîtier hyperfréquence (F=10GHz)

Atténuation maximale en fonction de la surface de l'échantillon

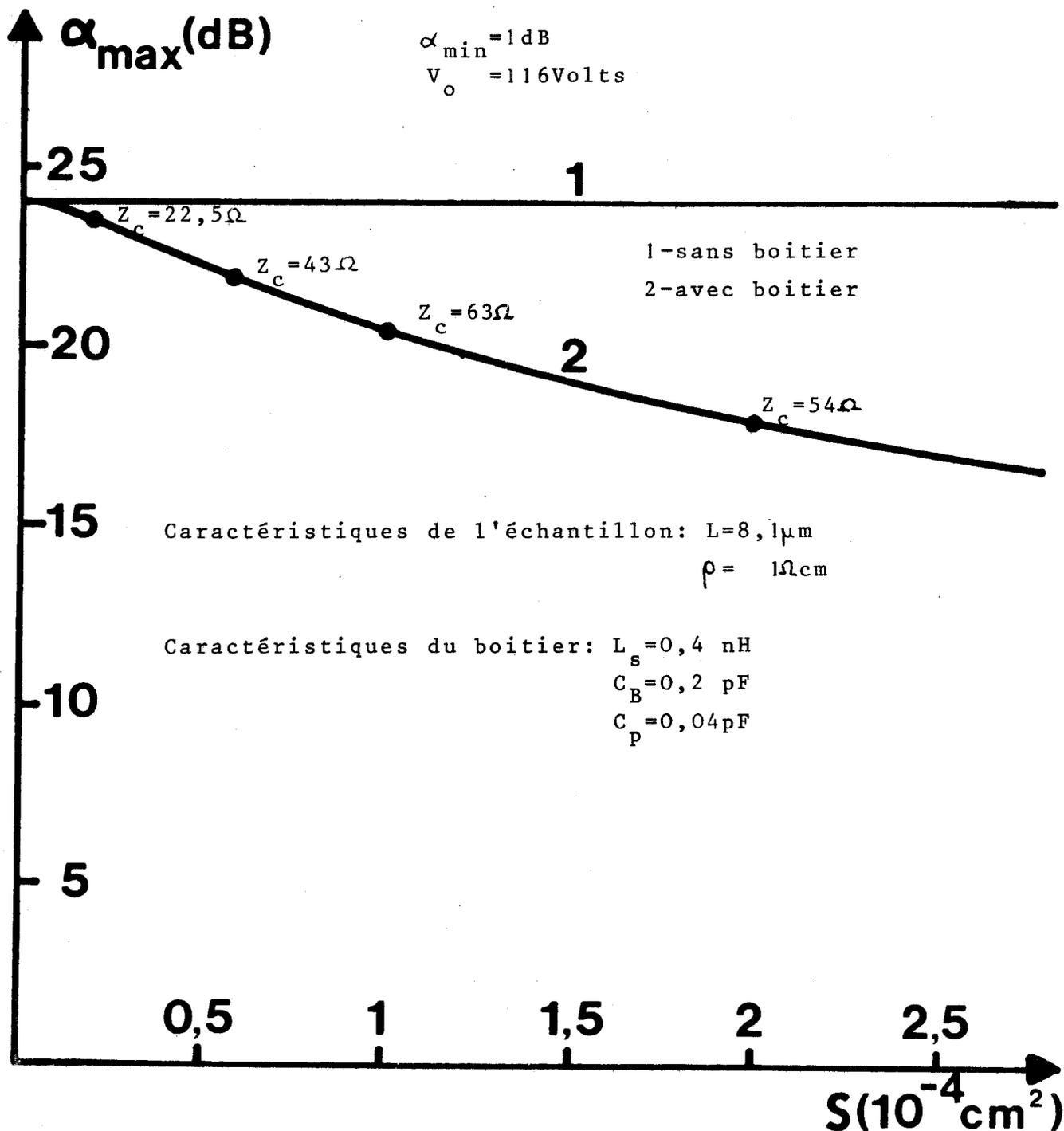


Figure 29



Evolution fréquence des atténuations maximale ($V_o = 130$ V) et minimale ($V_o = 0$ V) d'un modulateur série à accord parallèle

Caractéristiques de l'échantillon: $\rho = 0,4 \Omega \text{ cm}$
 $L = 8,1 \mu\text{m}$
 $S = 10^{-4} \text{ cm}^2$

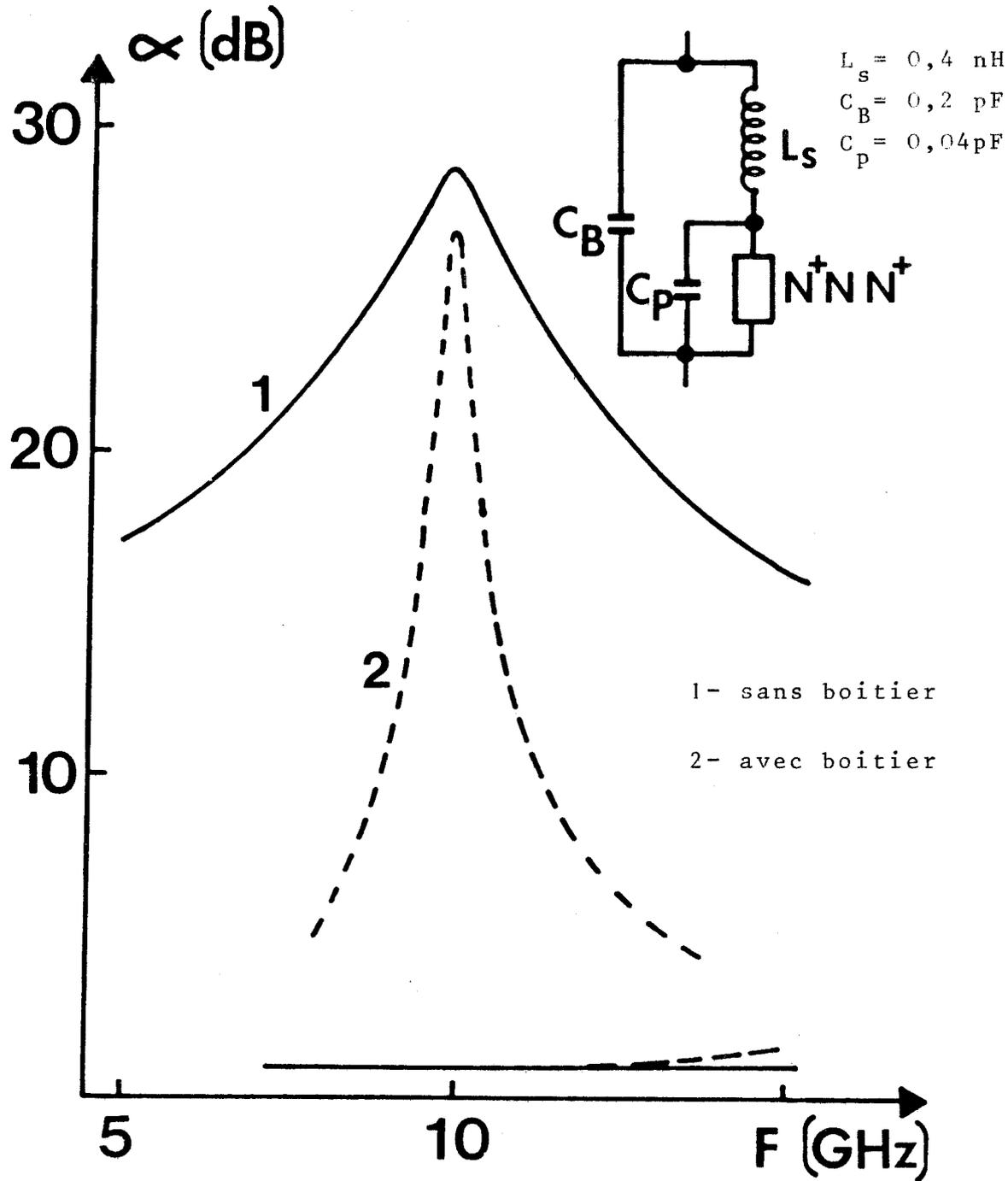


Figure 30



IV.2.2. Applications en limiteur

IV.2.2.1. Détermination de la puissance de sortie et de la puissance de seuil

Un dispositif limiteur peut être caractérisé par la relation existant entre la puissance appliquée à son entrée P_E et la puissance de sortie P_S . Cette relation dépend non seulement des caractéristiques du composant utilisé (évolution de la conductance \tilde{g} en fonction de la puissance P_a appliquée), mais aussi des caractéristiques du circuit utilisé. Ainsi, par exemple, dans le cas d'un limiteur série à accord parallèle représenté figure 31,

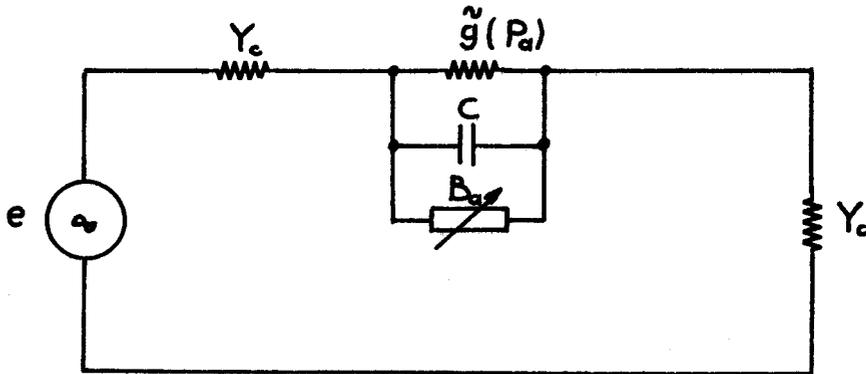


Figure 31

nous obtenons lorsque l'accord des susceptances est réalisé les relations :

$$P_E = \frac{P_a}{4} \frac{\left(2 + \frac{Y_c}{\tilde{g}(P_a)} \right)^2}{\frac{Y_c}{\tilde{g}(P_a)}} \quad (34)$$

d'où

$$P_S = P_E \frac{4}{\left(1 + \frac{Y_c}{g(P_a)} \right)^2} \quad (35)$$

Ces deux relations peuvent être appliquées au calcul

de la caractéristique P_s en fonction de P_E lorsque la relation $g(P_a)$ a été déterminé numériquement. Quelques exemples de résultats sont donnés sur la figure 32 où nous comparons les performances de deux limiteurs : l'un utilisant le silicium, l'autre l'arséniure de gallium.*

On constate que les performances sont bien meilleures lorsque l'on utilise un matériau ayant un champ critique E_c faible. Dans ce contexte le silicium est certainement le matériau le moins performant.

Ceci se comprend aisément si l'on essaie de calculer analytiquement la puissance de seuil P_{sE} du limiteur : c'est-à-dire la puissance d'entrée minimale à partir de laquelle le dispositif commence à limiter. Son expression s'obtient à partir de la relation (34) dans laquelle P_a et $g(P_a)$ sont respectivement remplacés par la puissance de seuil absorbée

$$P_{sa} = S_q v_s E_c N_D L \quad (36)$$

et par la conductance en champ faible g_o , nous trouvons la relation suivante :

$$P_{sE} = P_{sa} \frac{\left(2 + \frac{Y_c}{g_o} \right)^2}{\frac{Y_c}{g_o}} \quad (37)$$

* Dans l'évaluation numérique de la conductance hyperfréquence en fonction de la puissance absorbée, nous avons pris pour l'arséniure de gallium une loi de vitesse de la même forme que celle du silicium avec une mobilité à champ faible $\mu_o = 5800 \text{ cm}^2/\text{V}/\text{s}$. Cette hypothèse assez grossière est d'autant plus acceptable que la concentration en impuretés de la zone active est élevée.

Puissance de sortie en fonction de la puissance
d'entrée d'un limiteur série à accord parallèle

F = 10 GHz $\alpha_{\min} = 1$ dB

- | | |
|-------------------------|---|
| 1- silicium | $\rho = 1 \Omega \text{cm}$, $\alpha_{\max} = 10,6$ dB |
| 2- silicium | $\rho = 0,4 \Omega \text{cm}$, $\alpha_{\max} = 13,1$ dB |
| 3- arséniure de gallium | $\rho = 1 \Omega \text{cm}$, $\alpha_{\max} = 20,4$ dB |
| 4- arséniure de gallium | $\rho = 0,4 \Omega \text{cm}$, $\alpha_{\max} = 23,4$ dB |

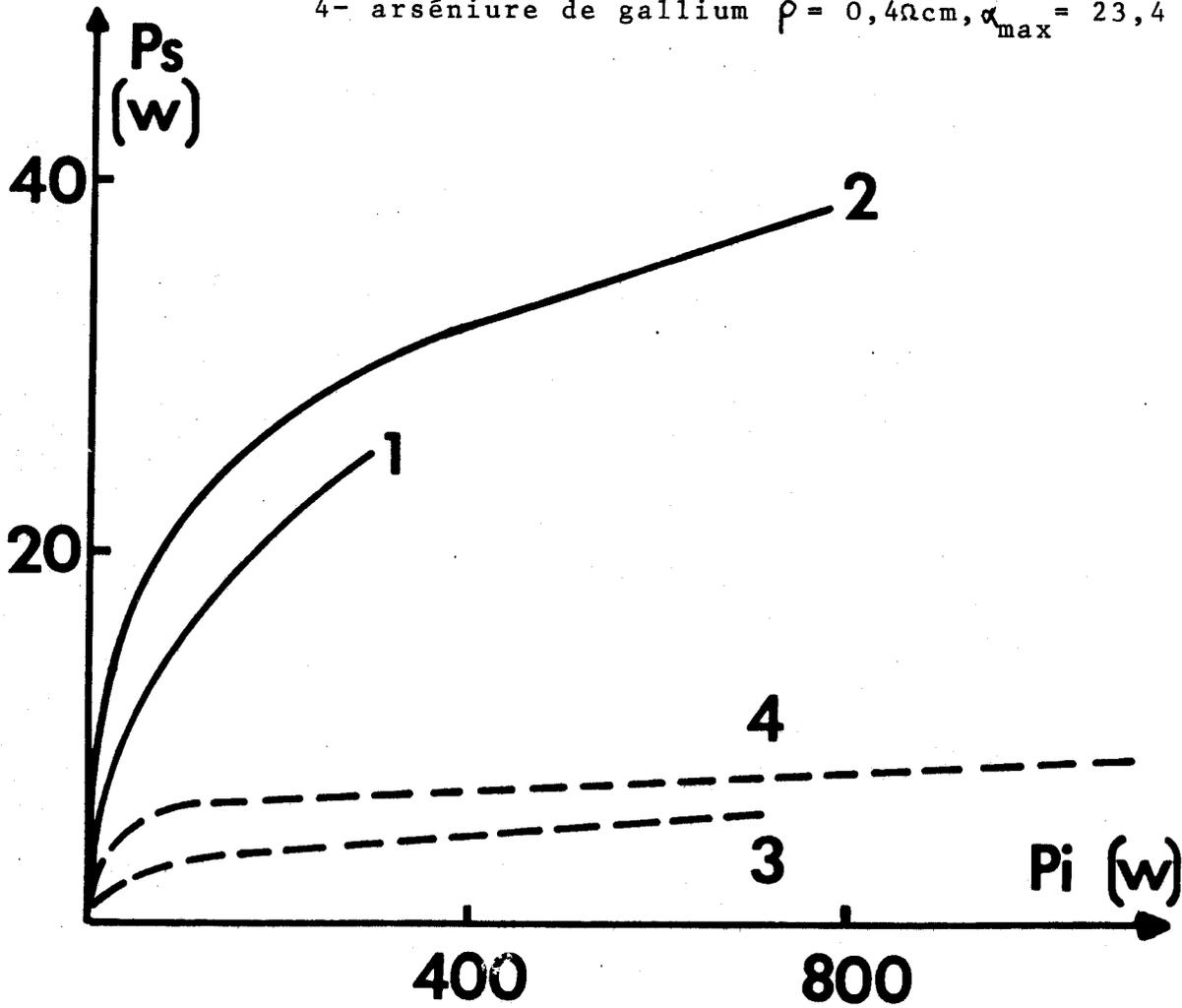


Figure 32



A partir de ces deux relations nous remarquons que la puissance de seuil sera d'autant plus faible que le champ critique E_c du matériau utilisé sera petit. Par exemple, l'emploi d'une structure N^+NN^+ en GaAs donne une puissance de seuil 3 à 4 fois plus faible que dans le cas d'une structure en silicium.

IV.2.2.2. Détermination du "spike"

Le comportement impulsionnel théorique d'un limiteur est illustré figure 33. Dans ce but la structure semiconductrice sans dispositif d'accord est placée en série entre un générateur délivrant la tension

$$e(t) = 0 \text{ pour } t < 0$$

$$e(t) = 400 \cos 2\pi Ft \text{ pour } t > 0 \text{ avec } F = 10 \text{ GHz}$$

et un récepteur résistif et adapté. La comparaison de l'évolution en fonction du temps de la puissance instantannée $e(t).i(t)$ délivrée par le générateur avec la puissance instantannée $v(t).i(t)$ transmise au récepteur montre que l'effet de limitation intervient très rapidement et le "spike" est pratiquement négligeable.

Comportement impulsionnel

théorique d'un limiteur

N^+NN^+ au silicium

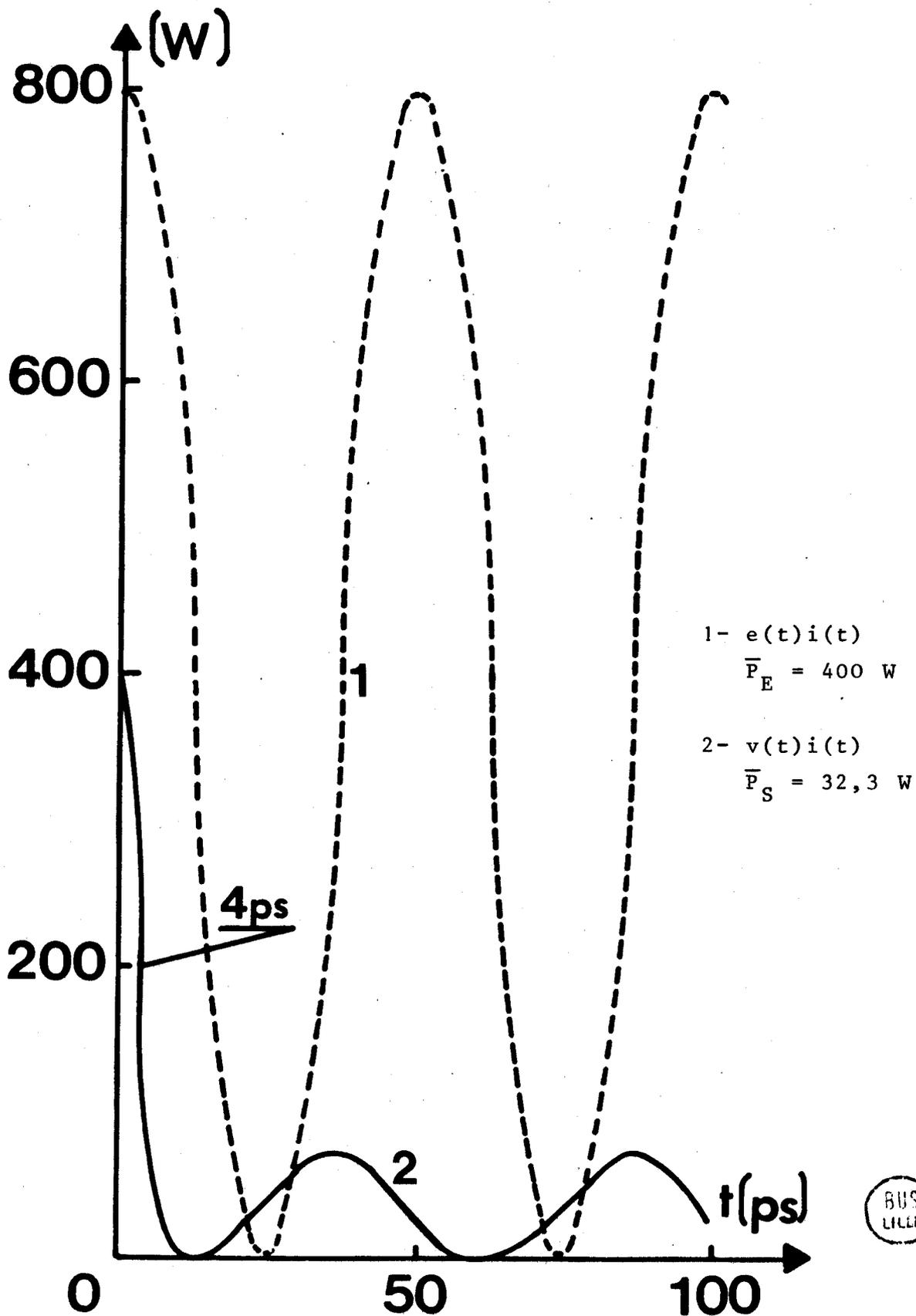
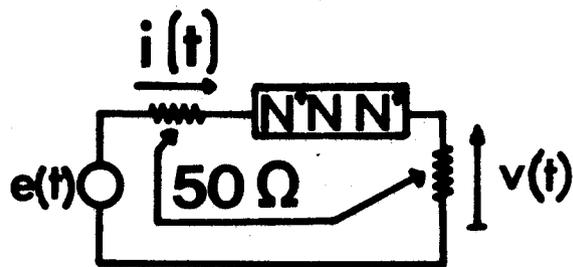


Figure 33

CHAPITRE V

REALISATIONS EXPERIMENTALES

Dans le chapitre précédent, nous avons montré la faisabilité de dispositifs modulateurs et limiteurs hyperfréquences à structure semiconductrice N^+NN^+ .

Afin d'illustrer expérimentalement cette étude nous présentons quelques réalisations de maquettes. Dans le but d'obtenir les meilleures performances, un assez grand nombre déchantillons ont été réalisés par la Société L.T.T. et dans notre laboratoire.

Nous nous proposons tout d'abord de donner les résultats obtenus avec une structure N^+NN^+ voisine du modèle théorique étudié dans la première partie de ce travail.

En fin nous mettons en évidence la rapidité de la réponse d'un modulateur et d'un limiteur N^+NN^+ au silicium.

V.1. REALISATION DE MODULATEURS

Nous représentons figure 34 le schéma de deux types de cellules utilisées pour la réalisation de modulateurs :

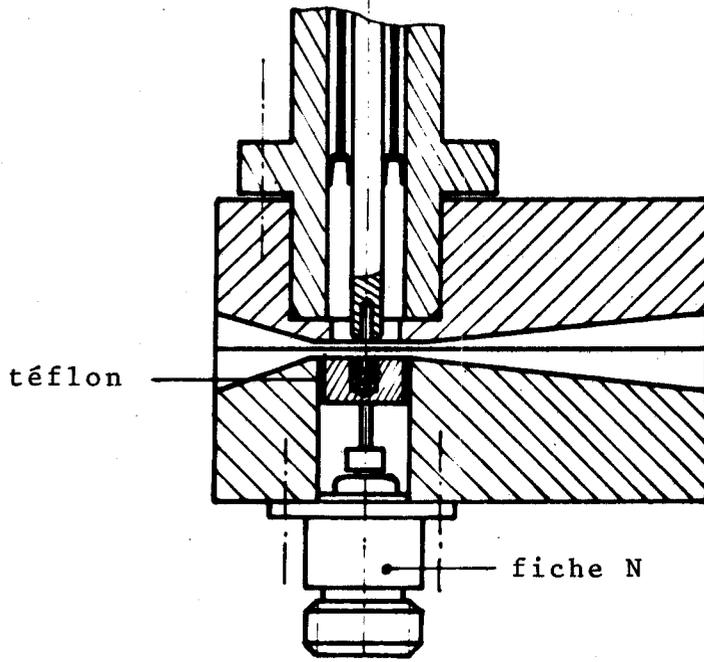
a) la cellule A est réalisée en structure guidée dans le standard "bande X" (8-12 GHz); elle se compose d'un guide réduit associé à un court circuit mobile (accord série) et à un système de polarisation muni d'un piège $\lambda/4$ à la fréquence d'utilisation.

b) la cellule B, en structure coaxiale d'impédance caractéristique 50Ω , est munie d'un système d'accord "double

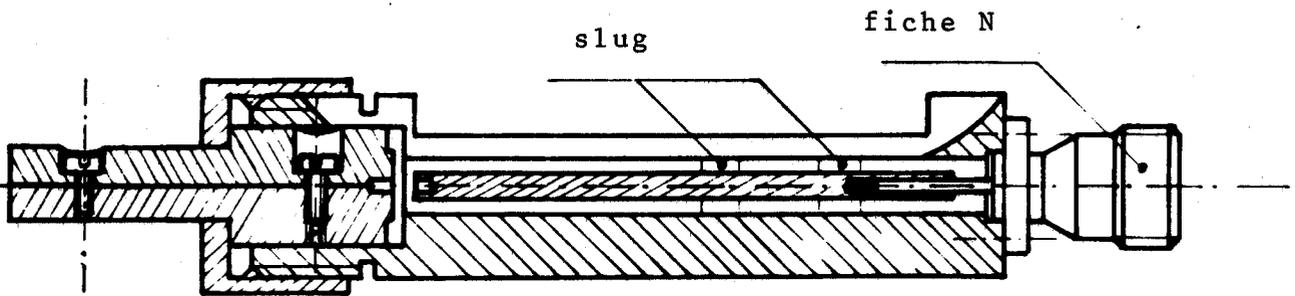
Plan des cellules

Cellule A, structure guidée

Cellule B, structure coaxiale



Cellule A



Cellule B

Figure 34



slug"; la tension est appliquée à l'échantillon par l'intermédiaire d'un "bias".

Les dispositifs de mesures des atténuations sont représentés figures 35 et 36.

La figure 35 est relative à un montage en transmission. Les performances optimales sont obtenues en accordant la réactance de l'échantillon soumis à la tension de polarisation maximale. Les variations d'atténuation sont mesurées directement à l'aide de l'atténuateur variable par une méthode de comparaison : on compare le niveau hyperfréquence détecté (visualisé à l'oscilloscope) pendant l'application de l'impulsion de tension sur l'échantillon par rapport au niveau détecté sans polarisation. La détermination des pertes d'insertion est effectuée en enlevant la cellule.

Le montage en réflexion (figure 36) nécessite l'emploi d'un circulateur à trois voies. Le signal hyperfréquence entre par la voie 1 et l'amplitude du signal détecté à la sortie (voie 3) dépend du coefficient de réflexion présenté par l'échantillon encapsulé, (placé comme charge dans la voie 2) dont l'impédance hyperfréquence varie en fonction de la tension de polarisation. Ainsi on peut obtenir deux fonctionnements différents suivant la valeur de la réactance d'accord : l'un atténue à tension élevée, l'autre à tension faible. Les variations de l'atténuation fonction de la tension de polarisation sont mesurées par une méthode de comparaison. Les pertes d'insertion sont déterminées par rapport à un court-circuit.

Nous montrons figure 37 l'évolution des atténuations en fonction de la tension de polarisation relatives aux différents type de fonctionnement. Nous comparons les performances obtenues aux prévisions théoriques (tableau IV) pour une amplitude d'impulsion de commande de 30 V.

Dispositif de mesure de l'atténuation d'un
modulateur en transmission (F = 10 GHz)

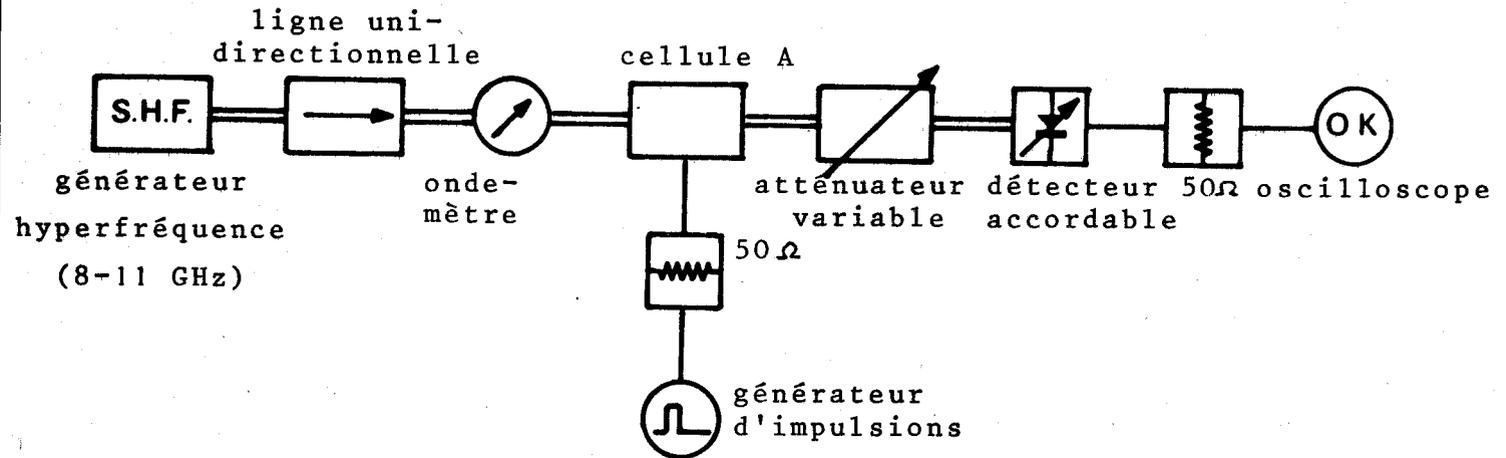


Figure 35

Dispositif de mesure de l'atténuation d'un
modulateur en réflexion (F = 10 GHz)

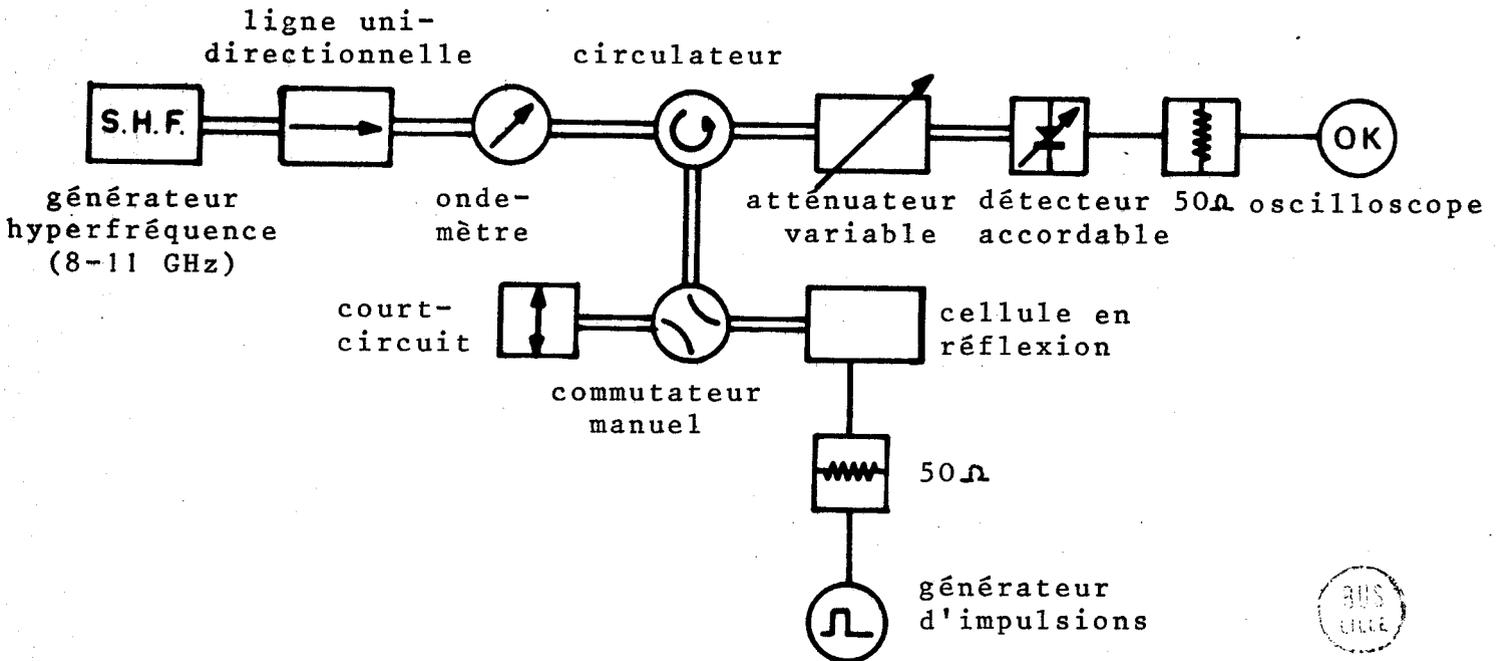


Figure 36



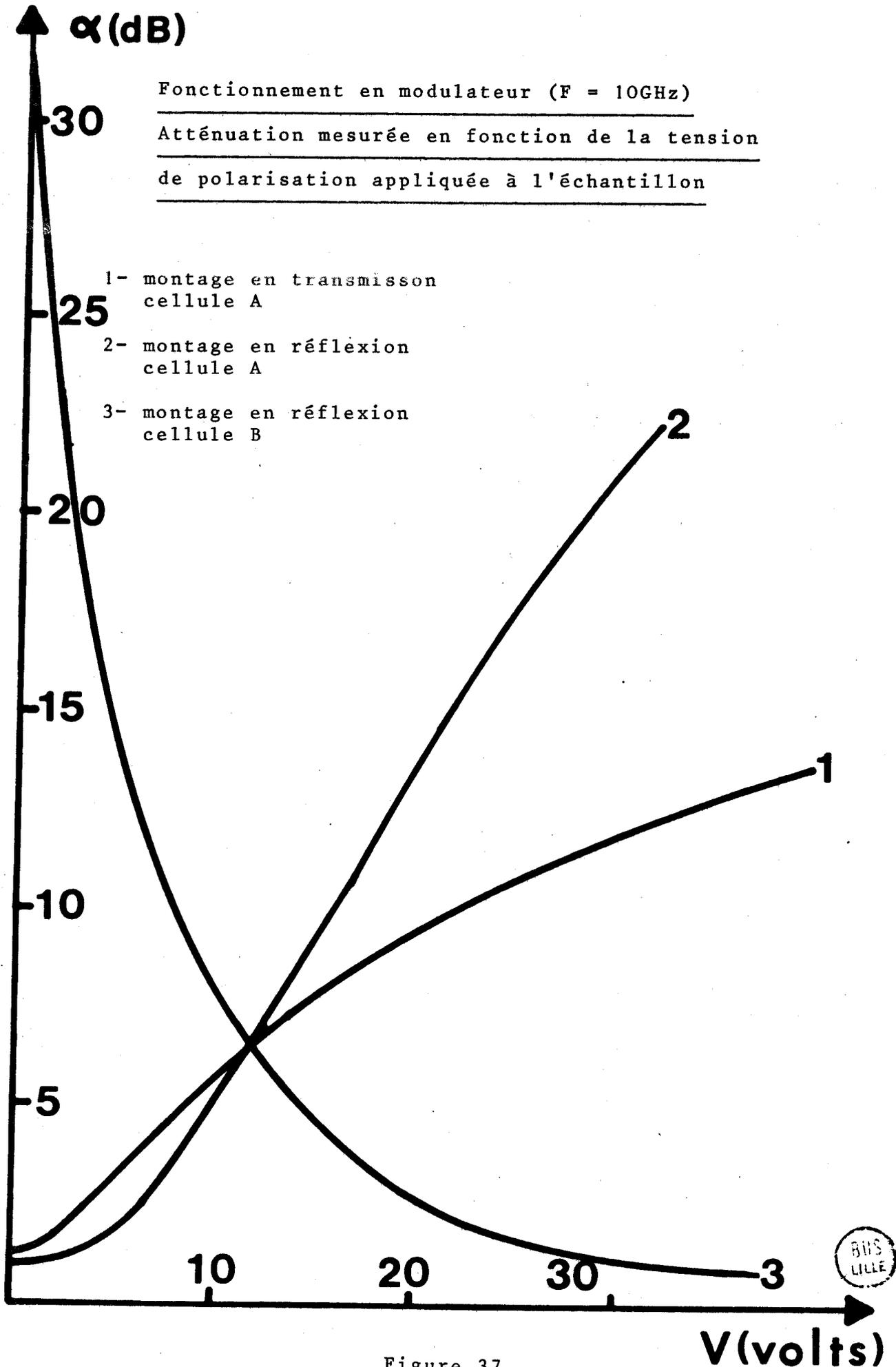


Figure 37



Type du modulateur	Mesures expérimentales		Prévisions théoriques		
	α_{\min} (dB)	α_{\max} (dB)	g_o/g à 30 volts	α_{\min} (dB)	α_{\max} (dB)
1-guide d'onde en transmission	1,3	12	20	1,3	12,5
2-guide d'onde en réflexion	1	21	20	0,87	∞
3-coaxial en réflexion	1	32	20	0,87	∞

tableau IV

Nous remarquons que le modulateur en réflexion donne les meilleurs résultats pour une même puissance de commande. Il faut toutefois ajouter 0,3 à 0,4 dB de pertes d'insertion supplémentaires dues au circulateur.

Les performances de ces modulateurs sont limitées par la destruction des échantillons pour des amplitudes d'impulsions de l'ordre d'une cinquantaine de volts (cette tension correspond à des champs maximum de 70 kV/cm). Cette destruction provient principalement des difficultés technologiques non résolues sur la réalisation de contacts ohmiques devant supporter des densités de courants importantes à proximité d'une zone de champs électriques intenses. Un très bon état de surface du "méso" devraient également améliorer la tenue des échantillons à tensions élevées.

Remarque : Dans le but de s'affranchir des effets thermiques, nous avons appliqué sur l'échantillon des impulsions de différentes durées (30 ns - 1 μ s) et fréquences de répétition (25Hz-100Hz).

Nous avons constaté que la destruction de l'échantillon intervenait toujours au environ d'une tension de commande de 50 V.

V.2. REALISATION DE LIMITEURS

Nous montrons figure 38 le dispositif de mesure en limiteur. Les impulsions hyperfréquences sont délivrées par un magnétron

- fréquence $F = 9,375$ GHz
- durée de l'impulsion $1,75 \mu s$
- fréquence de répétition 60 hz
- puissance maximale 100 kWatts crête

Un commutateur électronique permet de faire varier la puissance crête P_E à l'entrée de la cellule. Elle est évaluée à partir de la puissance moyenne et du taux de remplissage des impulsions hyperfréquences. La variation de l'atténuation en fonction de la puissance d'entrée est représentée figure 39. La courbe 1 correspond à l'atténuation présentée par un limiteur en transmission et la courbe 2 à celle d'un limiteur en réflexion. Dans les deux cas nous avons utilisé la cellule A en structure guide d'onde. A partir des courbes 1 et 2, on constate que les performances du limiteur en réflexion sont bien meilleures que celles du limiteur en transmission. En effet un rapport g_o/g de 9 suffit pour obtenir 2dB de pertes d'insertion en réflexion, l'atténuation maximale étant théoriquement infinie.

Remarques : La structure étudiée ne permet pas de dépasser des puissances d'utilisation d'une centaine de watts crête. Par contre, pour des gammes de puissances plus élevées on peut employer des échantillons massifs, mais dans ce cas des claquages se produisent dans le boitier vers 800 watts crête. Ces claquages résultent des surtensions créées par le dispositif d'accord au niveau de l'échantillon. On peut y remédier en utilisant les éléments parasites du boitier hyperfréquence pour réaliser l'accord. De plus, cette façon de procéder améliore la bande passante. Cette dernière remarque s'applique également en fonctionnement modulateur où la bande passante est actuellement de 200 Mhz à 10 dB.

Dispositif de mesure de l'atténuation d'un limiteur

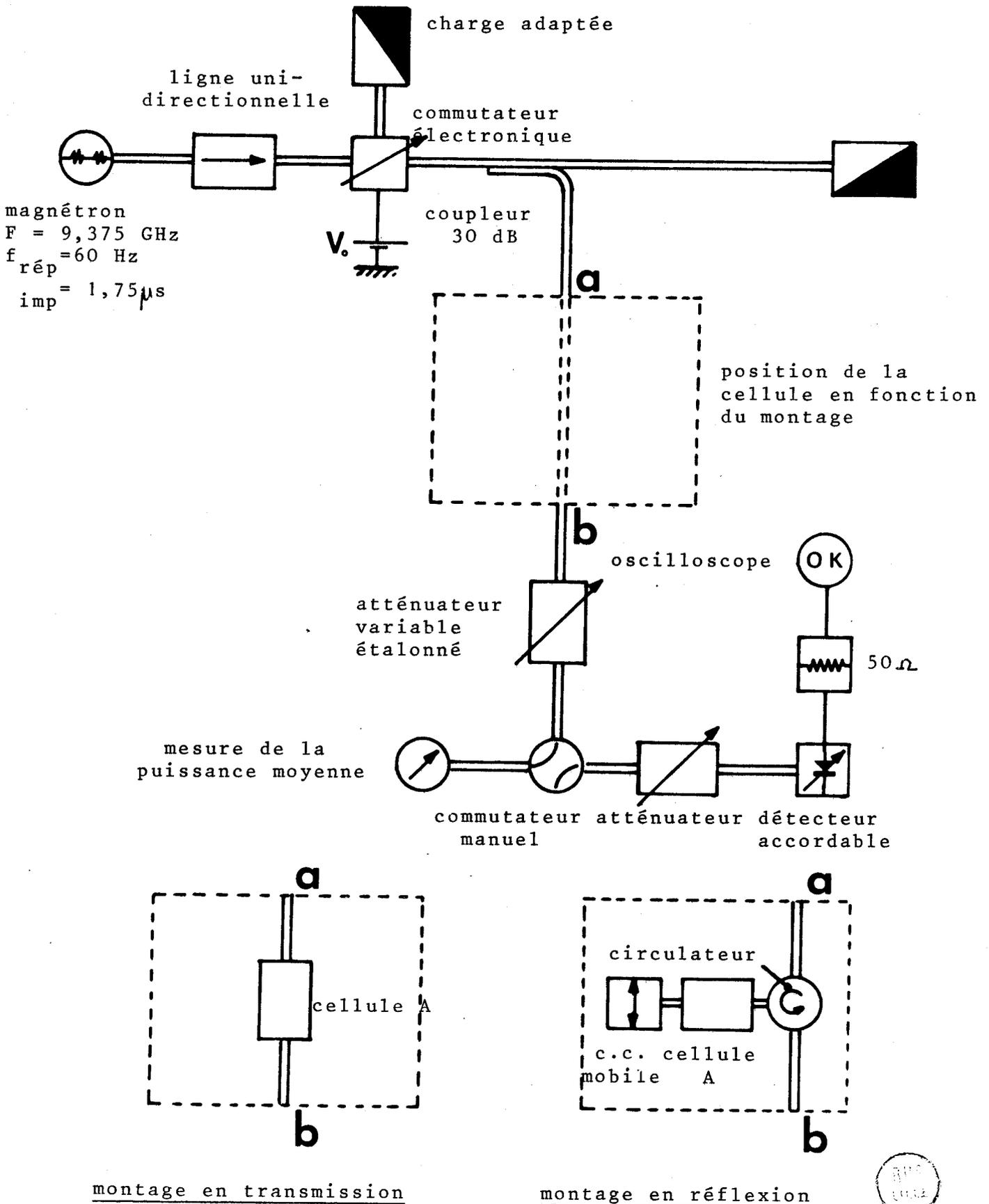


Figure 38



Fonctionnement en limiteur (F = 9,375 GHz)

Atténuation mesurée en fonction de la
puissance d'entrée hyperfréquence

Caractéristiques de l'échantillon: L = 10 μ m

$\rho = 1,6 \Omega$ cm

S = 10^{-4} cm²

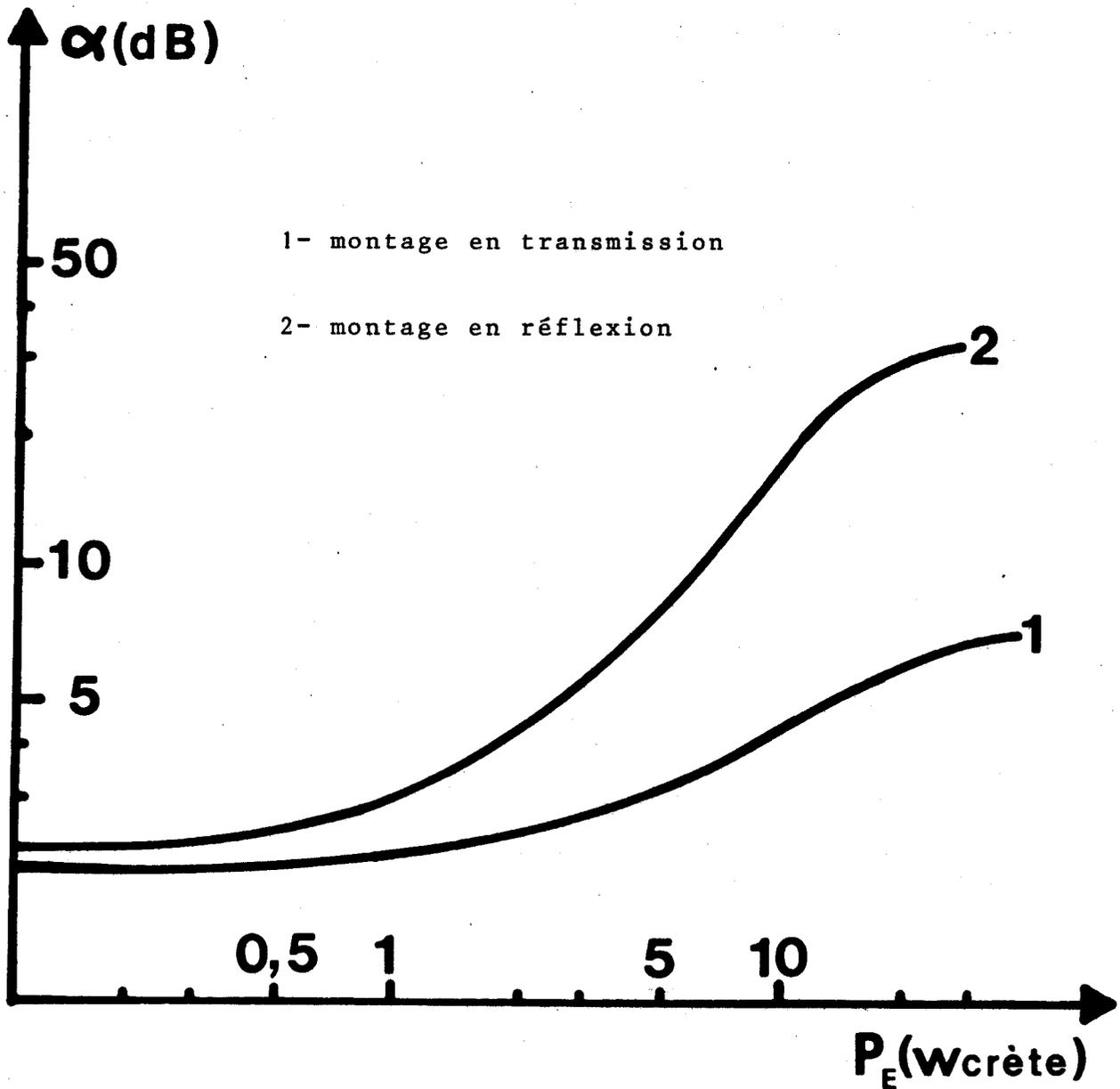


Figure 39



V.3. MISE EN EVIDENCE DE LA RAPIDITE DE LIMITATION D'UN MODULATEUR
ET D'UN LIMITEUR A STRUCTURE N⁺NN⁺ AU SILICIUM

Dans ce paragraphe nous mettons en évidence la rapidité des phénomènes de limitation dans les structures N⁺NN⁺ au silicium. En effet l'intérêt des dispositifs à saturation de vitesse des porteurs réside principalement dans leur rapidité de réponse. L'étude théorique du régime transitoire de la structure N⁺NN⁺ utilisée montre que dans les conditions pratiques de fonctionnement (V commande = 30 V) le temps de réponse est de l'ordre de la dizaine de picosecondes. Ainsi, la mesure de phénomènes aussi rapides est rendue très difficile tant du point de vue de la génération de l'impulsion de commande que de la visualisation du signal de réponse.

Les techniques de mesures actuelles mises en oeuvre dans notre laboratoire permettent d'apprécier des temps de montée de l'ordre de 200 à 250 ps avec des tensions de commande de plusieurs dizaines de volts.

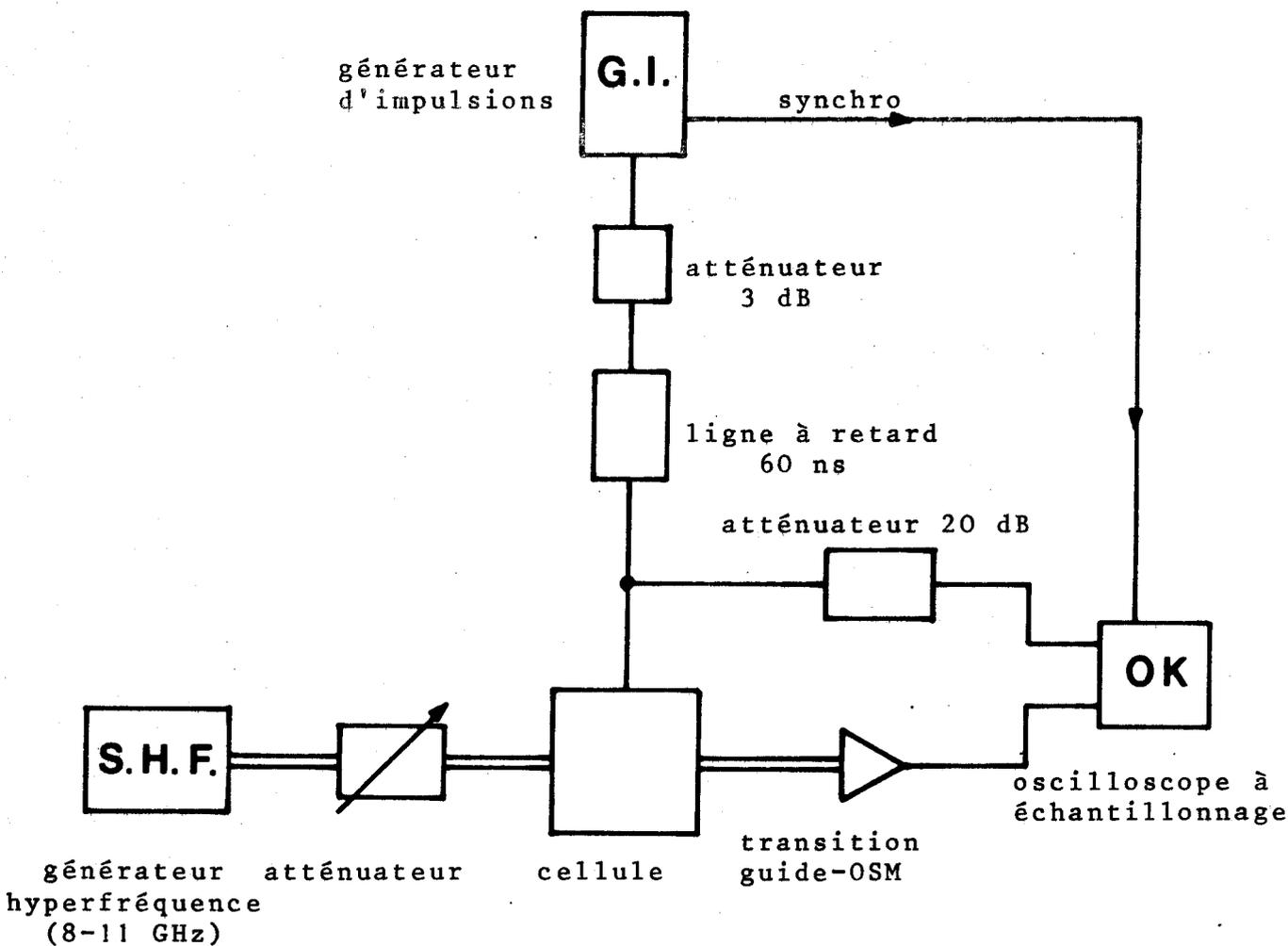
Le dispositif de mesure de la réponse d'un modulateur (figure 40) met en oeuvre un générateur délivrant des impulsions d'amplitude maximale de 60 volts avec un temps de montée de l'ordre de 250 ps. La cellule de mesure est constituée d'un guide réduit (bande X). L'impulsion de commande est appliquée sur l'échantillon par l'intermédiaire d'un filtre passe bas qui réalise un découplage suffisant de l'onde hyperfréquence sans trop déformer les caractéristiques du signal de polarisation. Un oscilloscope à échantillonnage permet la visualisation de l'impulsion de commande et de l'onde hyperfréquence modulée. Les oscillogrammes obtenus (figure 41) font apparaître des temps de montées du même ordre de grandeur. En conséquence on peut estimer que le temps de réponse du modulateur est inférieur à 100 picosecondes compte tenu de la précision de la mesure.

La rapidité du phénomène de limitation dans un fonctionnement en limiteur est mise en évidence figure 42. La courbe A représente le signal à la sortie d'un limiteur à ferrite

(puissance de fuite : 3kW crête, puissance de plateau : 300 Watts crête). Ce signal est appliqué à l'entrée d'un limiteur N^+NN^+ au silicium (semblable à celui du paragraphe V.2.) par l'intermédiaire d'un coupleur 20 dB. On constate que le signal de sortie résultant de l'association des deux limiteurs ne présente pas de "spike" (puissance de fuite). (courbe B)

Après cette étude expérimentale, les dispositifs en réflexion se sont avérés les plus performants. Ils nécessitent toutefois l'emploi d'un circulateur mais demandent des puissances de commandes nettement plus faibles. Par contre, la réalisation d'un limiteur moyenne puissance en transmission (1-10dB) serait très intéressante au niveau des applications. Enfin le temps de réponse de ces dispositifs montre leur intérêt certain.

Dispositif de mesure de la
réponse d'un modulateur N^+NN^+



Plan de la cellule

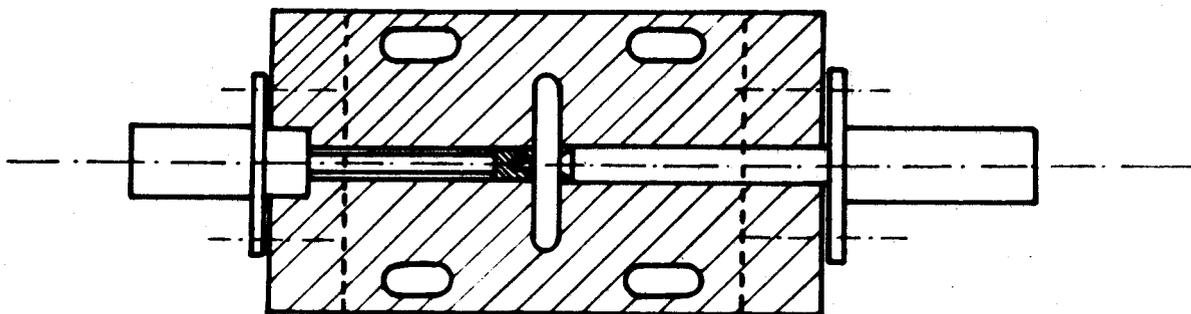


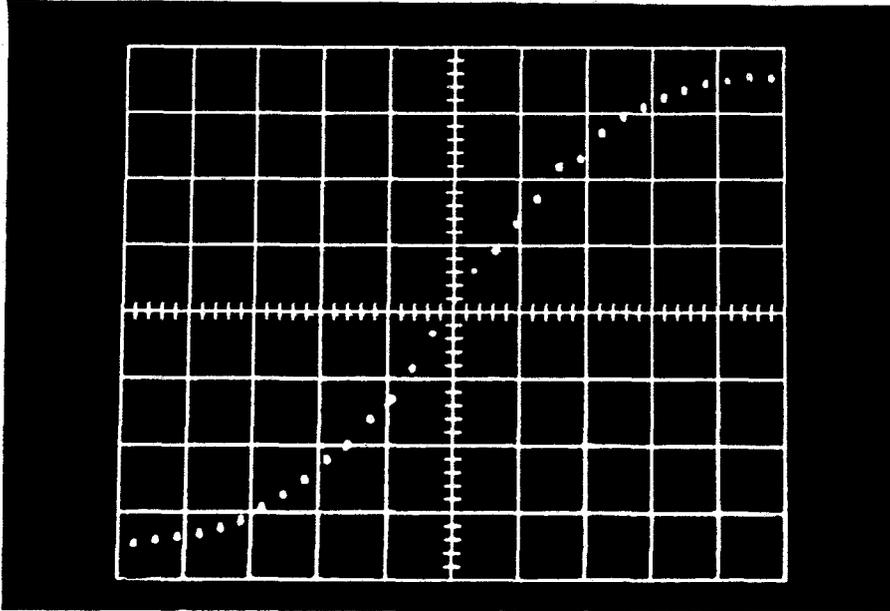
Figure 40

Caractéristiques de l'échantillon: $L = 10 \mu\text{m}$

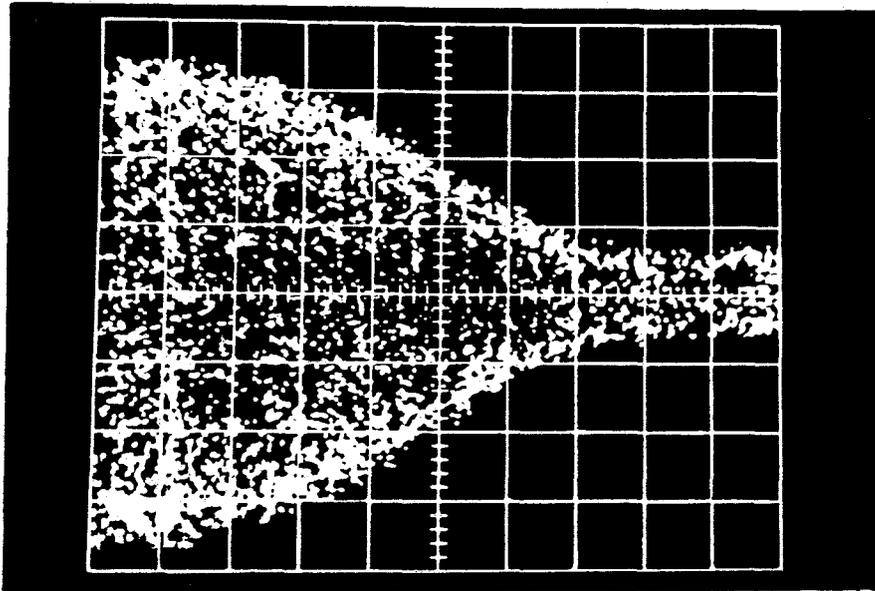
$$\rho = 1,6 \Omega\text{cm}$$

$$S = 10^{-4} \text{cm}^2$$

Tension de commande = 30 V



Temps de montée de l'impulsion de commande (50ps/carreau)

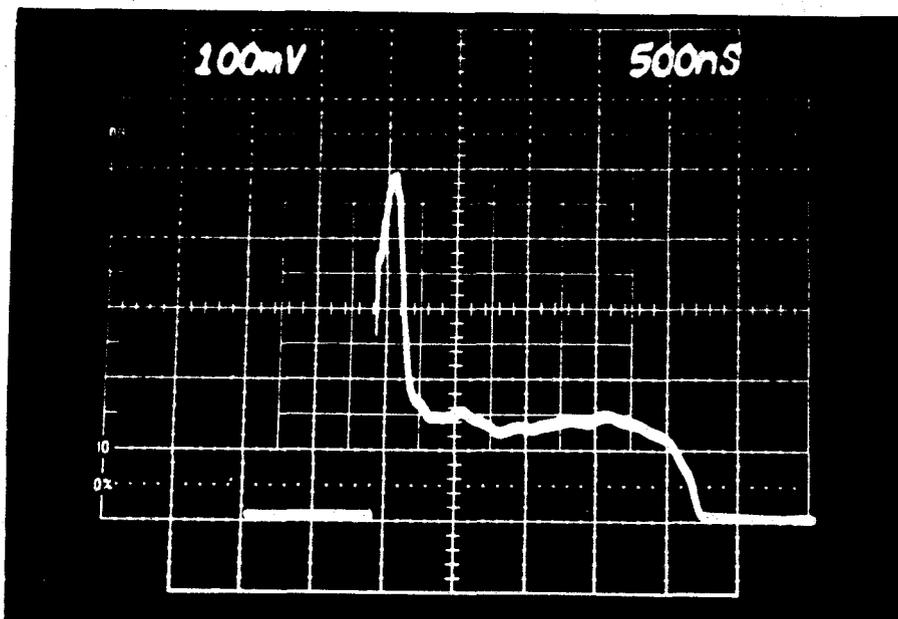


BIS
LILLE

Réponse d'un modulateur N^+NN^+ silicium, $F=10\text{GHz}$ (50ps/carreau)

Figure 41

Mise en évidence de la rapidité de limitation
d'un limiteur à structure N^+NN^+ silicium

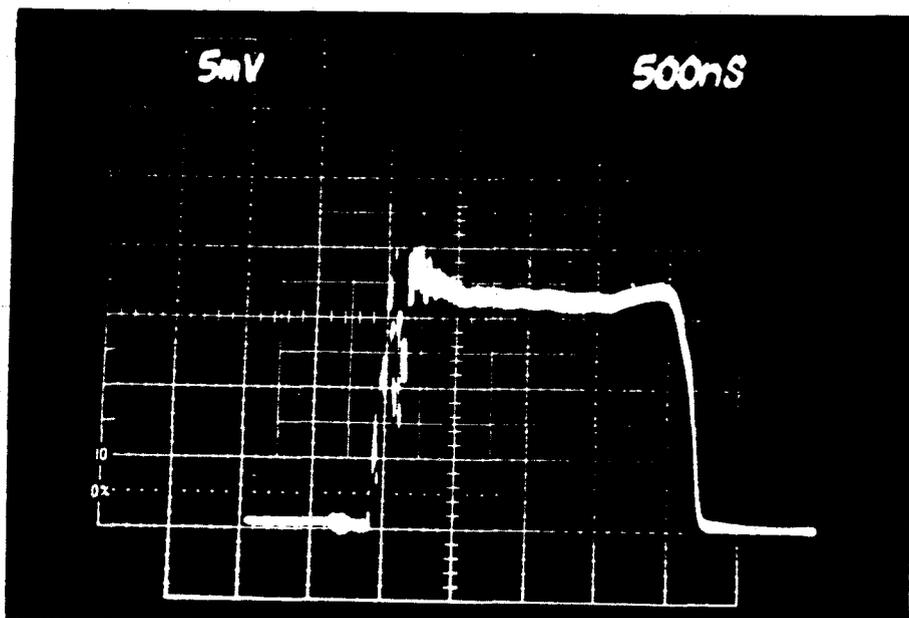


Courbe A- Réponse d'un limiteur à ferrite

Caractéristiques de l'échantillon: $L = 10 \mu m$

$$\rho = 1,6 \Omega cm$$

$$S = 10^{-4} cm^2$$



Courbe B- Signal de sortie d'un limiteur N^+NN^+
associé à un limiteur à ferrite

C O N C L U S I O N

Dans ce travail nous nous sommes efforcés d'étudier les possibilités d'un nouveau type de composant semiconducteur hyperfréquence. Nous avons montré que l'utilisation de la variation de la mobilité des porteurs par effet de champ permet d'obtenir une modulation ultra-rapide ou une limitation quasi-instantanée d'une onde hyperfréquence.

Les quelques réalisations expérimentales effectuées ont permis de vérifier la validité des prévisions théoriques tant qualitativement d'une façon analytique que quantitativement d'une façon numérique. Les premiers résultats obtenus sur des maquettes non optimisées réalisés à partir d'un composant en silicium (semiconducteur sans doute le moins adapté à ce type d'utilisation mais dont la technologie est la mieux maîtrisée actuellement) montrent l'intérêt que pourraient présenter ces nouveaux dispositifs modulateurs et limiteurs hyperfréquences.

Ce travail pourrait être poursuivi dans trois directions. En premier lieu, une étude théorique plus approfondie des possibilités d'autres matériaux (GaAs, Ge, GaInSb, ...) complétée par des vérifications expérimentales permettrait sans doute d'obtenir des performances plus intéressantes et en particulier de limiter la puissance de commande. En second lieu, il serait intéressant d'étudier les problèmes d'intégration d'un modulateur ou d'un limiteur dans des structures compatibles avec la microélectronique. Enfin, il faudrait explorer les possibilités de dispositifs de ce type fonctionnant en ondes millimétriques où les premiers résultats expérimentaux obtenus sont encourageants.

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

- [1] G.A. FOGGIATO, G.L. PEARSON
A High-speed Bulk Semiconductor Microwave Switch Utilizing GaAs_{1-x}P_x Mixed crystal
Proc. I.E.E.E. Vol 60 N° 4 Avril 1972 pp. 456-457
- [2] A. IMMORLICA, IR, and G. PEARSON
Application of Ternary III.V. Compounds to High-Speed Microwave modulation
I.E.E.E. Trans. on Electr. Dev. Vol. ED 22 N° 10 Octobre 1975 pp. 829-836
- [3] B. KALLBACK
Noise properties of the injection-limited gunn diode
Electron. Letters Sept. 1972. Vol 8 N° 12 pp 476-477
- [4] C. JACOBONI, C. CANALI, G. OTTAVIANI, A. ALBERIGHI QUARANTA
A review of some charge transport properties of silicon
Solid State Electr. 1977 Vol 20 pp 77-89
- [5] E. CONSTANT, B. CARNEZ
Amplificateurs hyperfréquences à diode gunn, avalanche et baritt.
L'onde Electrique, Vol 56, N° 8-9 1976, pp. 349-357
- [6] M. HAWASHIMA, K. OHTA, S. KATAOKA
Measurements of Transferred Electron Effect in Ga_xIn_{1-x}Sb and estimation of device performances
Contribution to 1976 Symposium on GaAs Related Compounds
- [7] K. SAKAI, T. IKOMA, Y. ADACHI, H. YANAI
Velocity/Field characteristic of Ga_xIn_{1-x}Sb calculated by the Monte Carlo method
Electr. Letters Vol 10 N° 19 Sept 1974, pp. 402-403

- [8] D. DASCALU
Transit-time effects in unipolar solid-states devices Chap. XII
Abacus Press
- [9] A. MIRCEA
Contribution à l'étude de l'instabilité à fort signal et du bruit dans les dispositifs à transfert d'électron. Chap. 2
Thèse d'Etat, Paris VI, Mai 1976
- [10] E.L. WACHSPRESS
"Mathematical methods for digital computers"
(A. Ralston et HS. Wilf editeur) John Wiley 1967 ch. 10
- [11] J. ZIMMERMANN, S. BONFILS, Y. LEROY, E. CONSTANT
Hot electron diffusion noise in n-silicon using a radiometric method in the X-band region
Appl. Phys. Letters Vol 30, N° 5 1er Mars 1977